Adrian Virgil CRĂCIUN

ELECTRONICĂ ANALOGICĂ

Dispozitive şi aplicaţii

Cuprins

Editura Universităţii *Transilvania* din Braşov

2010

Adresa: 500091 Braşov,
B-dul Iuliu Maniu 41A
Tel:0268 – 476050
Fax: 0268 476051
E-mail : editura@unitbv.ro

Editură acreditată de CNCSIS
Adresa nr.1615 din 29 mai 2002

Referenţi ştiinţifici: **Prof. univ. Dr. Florin Sandu**
Prof. univ. Dr. Petre Ogruţan
Conf. univ. Dr. Gheorghe Pană

ISBN 978-973-598-802-9

Prefață

Aceast lucrare de cercetare şi sinteză studiază dispozitivele semiconductoare utilizate de electronica analogică şi aplicațiile de bază ale acestora. Lucrarea este utilă atât studenților din primii ani de studiu cât şi inginerilor de profil electric.

La elaborarea acestei lucrări s-au presupus cunoscute noțiunile de matematică şi de circuite electrice la nivel de liceu. Parcurgerea prealabilă a unui curs în domeniul circuitelor electrice constituie un avantaj, dar nu este absolut necesară, deoarece noțiunile fundamentale de circuite electrice sunt prezentate în primul capitol. Recomand parcurgerea materialului în succesiunea din lucrare, cel puțin la prima lectură. Lucrarea este structurată pe 4 capitole.

Capitolul introductiv prezintă configurațiile fundamentale de circuit, principiile modelării şi câteva metode de obținere a circuitelor echivalente Noțiunile prezentate trebuiesc înțelese în profunzime deoarece materialul este necesar pentru capitolele următoare.

Următoarele trei capitole care studiază diodele semiconductoare, tranzistoarele bipolare şi tranzistoarele cu efect de câmp sunt structurate în două părți:

- în prima parte se introduc modelele cele mai simple ale dispozitivelor studiate şi sunt analizate aplicațiile fundamentale (pe baza modelelor simplificate),
- în partea a doua se analizează construcția şi funcționearea dispozitivelor respective, modele mai complexe, se introduc modele de simulare SPICE şi noțiuni avansate de utilizare a dispozitivului respectiv.

Pentru cititorul interesat de aspectele strict aplicative este posibilă parcurgerea primei părți a fiecărui capitol şi eventual parcurgere sumară a noțiunilor de fizica semiconductoarelor şi despre funcționarea internă a dispozitivelor (prezentate în partea a doua a fiecărui capitol).

Majoritatea aplicațiilor studiate sunt însoțite de exemple de circuite practice, calculate complet şi cu explicații detaliate. Pentru cei ce vor să aprofundeze materialul, recomand ca după parcurgerea subiectului teoretic să rezolve independent exemplele de analiză sau proiectare propuse, fără a citi rezolvarea. Abia după ce se încearcă rezolvarea problemei respective se va analiza şi rezolvarea propusă. Prin această metodă se obține implicarea directă a cititorului şi se scurtează calea spre înțelegerea aplicațiilor simple de electronică, acesta fiind primul pas al viitorului inginer electronist. Consider că deosebirea dintre un matematician şi un inginer este aceea că matematicianul efectuează calculele exacte, precizia fiind principalul deziderat; în timp ce rezolvarea problemelor inginereşti se face prin găsirea aproximației optime, înțelegerea şi modelarea fenomenului fiind scopul principal. Aplicarea metodelor matematice exacte la studierea aplicațiilor de electronică este principial posibilă, dar conduce cel mai adesea la pierderea legăturii cu fenomenul studiat, din cauza complexității prea mari la care se ajunge pentru a avea o precizie foarte bună. În prima etapă se utilizează modele cât mai simple care permit înțelegerea fenomenului, calculele exacte se pot face în a doua etapă a analizei, cu ajutorul calculatorului, pe baza unor modele cât mai precise. De aceea în studiul dispozitivelor şi al circuitelor electronice de electronică analogică sunt utilizate diferite niveluri de detaliere, de la cele mai simple modele utilizate la calcule manuale şi până la cele mai precise (dar complexe) modele utilizate la simularea pe calculator. La unele dintre exemplele de calcul se analizează nivelul de detaliere necesar la modelarea dispozitivelor electronice, fie prin compararea rezultatelor obținute cu ajutorul diferitelor modele, fie comparând rezultatele calculate cu cele determinate experimental.

Domeniul electronicii analogice abordat, partea de dispozitive şi aplicații, constituie doar fundamentul electronicii şi nu studiază sistemele electronice, ci pregăteşte cititorul pentru astfel de studii ulterioare. Abordarea sistemelor electronice actuale obligă la o prezentare simplificată datorită complexității deosebite şi a dezvoltării foarte rapide a acestor sisteme. Prezentarea noțiunilor fundamentale din electronică aduce şansa de a lucra într-un domeniu relativ stabil, care permite realizarea unui studiu aprofundat şi dezvoltarea unei metode de analiză sistematică şi clară a realității care ne înconjoară.

Un vechi proverb chinez spune că este de preferat să înveţi pe cel flămând să pescuiască în loc să îi dai peştele gata pescuit. Transpus în domeniul dinamic şi complex al electronicii şi calculatoarelor aceasta înseamnă că un adevărat specialist trebuie să cunoască chestiunile fundamentale din domeniu şi să le adapteze la situaţiile concrete care apar în practică. Formarea unor deprinderi, sau a unor obiceiuri într-un domeniu atât de dinamic ca electronica nu este o strategie eficientă, deoarece o dată cu modificările, care apar foarte des în acest domeniu, trebuiesc adaptate sau chiar modificate deprinderile anterioare.

Prin urmare consider ca fiind foarte importantă crearea unei baze, a unui fundament relativ stabil şi asta se poate realiza prin dezvoltarea unui complex de metode de înţelegere sistematică şi profundă a realităţii înconjurătoare. În ultimă instanţă modul cum se ajunge la o astfel de înţelegere este mai puţin important şi eu propun prin această lucrare studierea dispozitivelor electronice şi a aplicaţiilor acestora. Din punctul de vedere al specialistului, crearea unui fundament de metode şi de cunoştinţe este o investiţie pe termen lung. Valorificarea cunoştinţelor fundamentale presupune oricum cunoaşterea situaţiei la zi din domeniul respectiv, ceea ce conduce la dificultăţile inerente cauzate de dinamismul şi complexitatea electronicii. Această etapă dificilă pentru orice specialist presupune o informare continuă şi un studiu susţinut care se poate face pe baza fundamentelor, într-un mod adaptiv şi creativ, sau într-un mod superficial, care poate să ducă la rezultate satisfăcătoare doar pe termen scurt.

Am încercat să fac din această lucrare un instrument cât mai util pentru actualii şi viitorii electronişti. Concepţia şi redactarea materialului se bazează pe referinţele bibliografice date la sfârşitul fiecărui capitol. Alegerea materialelor, modul de abordare a subiectelor tratate şi majoritatea problemelor sunt originale, multe din ele bazându-se pe realizări experimentale concrete. Întrucât redactarea şi corectura îmi aparţin, îmi asum responsabilitatea eventualelor erori care poate au rămas în lucrare. Îi rog pe cei ce au observaţii sau corecturi de făcut să mi le trimită pe adresa de e-mail de mai jos şi le mulţumesc anticipat. Mulţumesc de asemenea soţiei care m-a sprijinit în perioada dificilă de realizării a acestei cărţi, mulţumesc recenzenţilor şi colegilor de la „Catedra de electronică şi calculatoare” a Universităţii „Transilvania” din Braşov. Viitorilor studenţi şi tuturor celor care vor avea răbdarea să studieze această lucrare le mulţumesc anticipat.

Braşov, noiembrie 2010

Conferenţiar Dr.Ing. Adrian Virgil **Crăciun**
e-mail: craciun@vega.unitbv.ro

CUPRINS

CAP. 1 NOȚIUNI FUNDAMENTALE DE CIRCUITE ELECTRICE

1.1 INTRODUCERE

Electronica este ştiinţa care se ocupă de studiul şi aplicaţiile fenomenelor legate de mişcarea purtătorilor de sarcină electrică în semiconductoare, în vid şi în gaze rarefiate. Ca ştiinţă fundamentală, electronica are ca scop principal cunoaşterea dispozitivelor electronice existente şi elaborarea unor noi dispozitive. Ca ştiinţă aplicată, electronica se ocupă de studiul circuitelor electronice, care pot fi privite ca aplicaţii ale dispozitivelor electronice.

Acest prim capitol îşi propune să familiarizeze cititorul cu câteva concepte de bază şi cu terminologia utilizată. Se prezintă: principiile modelării, elementele de circuit mai importante, configuraţiile fundamentale de circuit şi modalităţile de obţinere a circuitelor echivalente. Se presupun cunoscute noţiunile de matematică şi noţiunile de circuite electrice la nivel de liceu. La analiza circuitelor se vor utiliza cu precădere legea lui Ohm şi legile lui Kirchhoff aplicate în curent continuu (*cc*) dar şi în curent alternativ (*ca*).

1.1.1 Analiza şi sinteza circuitelor electrice

Circuitele electrice reprezintă părţi componente ale unor sisteme tehnice complexe realizate prin interconectarea unor componente electrice şi electronice. La o analiză riguroasă, parametrii circuitelor nu sunt localizaţi numai în anumite porţiuni distincte ale circuitului respectiv; totuşi, pentru o mare categorie de circuit electrice nu rezultă o abatere semnificativă de la realitate prin considerarea parametrilor circuitelor ca fiind concentraţi în **componente de circuit**, cum ar fi de exemplu rezistoarele, condensatoarele, bobinele şi dispozitivele electronice.

Activitatea principală a inginerilor de profil electric constă din analiza şi sinteza circuitelor electrice. Scopul activităţii inginereşti este adesea sinteza (sau proiectarea) sistemelor care rezolvă o problemă tehnică dată. Partea din proiect care revine inginerului electronist este proiectarea circuitelor electronice necesare sistemului, circuite pentru care trebuiesc precizate intrările, ieşirile şi funcţia pe care trebuie să o realizeze. Proiectarea circuitelor electrice este o activitate creatoare care cere experienţă, pricepere, intuiţie dar şi o bună cunoaştere a proprietăţilor pe care le au în circuit componentele disponibile, precum şi capacitatea de a putea prevedea comportarea circuitelor formate prin interconectare acestor componente. De aceea, proiectantul de circuite electrice trebuie să cunoască atât dispozitivele disponibile cât şi circuitele electronice, cel puţin pe cele mai simple şi mai des utilizate. Practic, proiectarea se reduce cel mai adesea la alegerea unei structuri de circuit cunoscute şi determinarea parametrilor componentelor de circuit care se interconectează. Rezultatul se regăseşte în schema electrică de principiu a circuitului respectiv. **Schema de principiu** este o reprezentare simbolică a componentelor (pentru care se utilizează simboluri grafice convenţionale) şi a modului de interconectare a acestora.

Proiectarea este urmată de regulă de analiza circuitului propus, care se face cel mai adesea pe baza schemei de principiu. Rezultatele analizei arată dacă circuitul respectiv realizează funcţia cerută, cu ce precizie, în ce condiţii concrete şi deci dacă răspunde cerinţelor proiectului iniţial.

Studiul circuitelor, atât pentru proiectare cât şi pentru analiză, se face cu ajutorul teoriei circuitelor şi pe baza conceptul de modelare.

1.1.2 Principiile generale ale modelării

Prin **modelare** se înțelege orice descriere a comportării electrice a unui dispozitiv sau circuit considerat la bornele sale. Modelarea unei componente se poate face prin măsurarea comportării electrice la bornele sale; rezultatele pot fi prezentate sub formă grafică, tabelară sau cu relații funcționale stabilite empiric. Înțelegerea modului de funcționare a componentei modelate, din punctul de vedere al mecanismelor fizice interne de bază, permite alegerea măsurărilor esențiale pentru caracterizarea componentei respective şi crearea unui model compact, precis şi cu o largă aplicabilitate. Utilizarea acestor modele presupune adesea metode numerice sau grafice de analiză a circuitelor, metode nesatisfăcătoare pentru majoritatea aplicațiilor. Pentru a putea utiliza metodele analitice de analiză şi mai ales metodele specifice circuitelor liniare se preferă modelele simplificate. Aceste **modele** reprezintă o idealizare prin care se elimină detaliile, astfel încât să rămână caracteristicile principale ale „obiectului" studiat. Simplificarea modelului este posibilă cu condiția de a admite un anumit grad de imprecizie şi se face prin aproximarea funcțiilor cu altele mai simple (de preferat liniare sau măcar liniarizate pe porțiuni). Modelul simplificat este de fapt un circuit echivalent care se obține prin interconectarea unor elemente de circuit idealizate.

1.2 ELEMENTE DE CIRCUIT

Elementele de circuit sunt abstracții idealizate care reflectă o singură proprietate a unei componente şi sunt caracterizate de obicei de funcții matematice simple (preferabil liniare). Este necesar să se facă o distincție clară între componentele de circuit sau dispozitive pe de o parte şi elementele de circuit pe de altă parte: componente sunt toate dispozitivele fizice folosite în circuite iar elementele sunt nişte abstracții idealizate. Astfel, un rezistor, un condensator, un tranzistor sau o baterie sunt **componente**, în timp ce o rezistentă (definită de legea lui Ohm, $u = R\,i$), o capacitate (definită prin $i = C\mathrm{d}u/\mathrm{d}t$) sau o sursă de tensiune (definită prin $u = f(t)$) sunt **elemente**.

Simbolurile utilizate pentru elementele de circuit uzuale sunt prezentate în figura 1.1. Aceste simboluri sunt folosite adesea şi în locul componentelor de circuit asociate (a căror principală proprietate este definită de elementul de circuit respectiv – de exemplu *R* pentru rezistor).

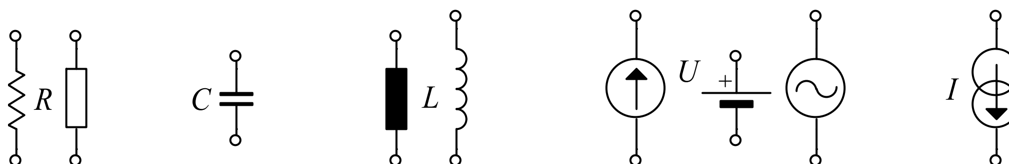


Fig. 1.1. Simbolurile grafice utilizate în schemele electrice pentru: rezistențe, capacități, inductivități, surse de tensiune şi surse de curent.

1.2.1 Rezistența electrică

Rezistența electrică (sau mai simplu rezistența) este un parametru electric global al unor sisteme fizice pe care le caracterizează din punctul de vedere al conducției electrice, respectiv al transformărilor de energie care au loc. Cu o exprimare mai simplă, rezistența este proprietatea unui mediu conductor de a se opune trecerii curentului electric. Rezistența se notează în general cu *R* (sau cu *r*) şi este caracterizată de legea lui Ohm care poate fi scrisă în două forme:

$$u = R \cdot i \qquad \text{sau} \qquad i = G \cdot u\,, \tag{1.1}$$

unde *u* este tensiunea la bornele rezistenței, *i* este curentul prin rezistență, iar *G* este conductanța electrică (inversul rezistenței $G = 1/R$, cu unitate de măsură siemens $\mathrm{S} = 1/\Omega$). Unitatea de măsură a

rezistenței se numește ohm $\Omega = \text{V/A}$. În electronică se folosesc adesea multiplii acestuia, kilo-ohmul și mega-ohmul: $1\text{k}\Omega = 10^3\Omega$ și $1\text{M}\Omega = 10^6\Omega$.

Relația (1.1) reprezintă caracteristica statică a rezistorului. În general, **caracteristica statică** este relația dintre tensiunea între terminale și curentul care circulă prin acele terminale.

Rezistența este un element pasiv în sensul că primește energie (de la circuitul exterior) pe care o transformă în căldură, sau se spune că o disipă. În unele cazuri o parte din energia electrică absorbită se transformă și în alte forme de energie; de exemplu becul electric produce și energie luminoasă iar difuzorul energie sonoră. Puterea electrică *P* primită de o rezistență este:

$$P = u \cdot i = (R \cdot i) \cdot i = R \cdot i^2 \qquad \text{sau} \qquad P = u \cdot (G \cdot u) = \frac{u^2}{R}. \tag{1.2}$$

Pentru rezistențele normale, pozitive, puterea absorbită de rezistență este o mărime pozitivă deoarece depinde de pătratul curentului (sau al tensiunii). Rezistențe cu valori negative sunt utilizate ocazional pentru a modela unele dispozitive speciale.

Rezistorul

Componentele electrice de circuit fabricate pentru a avea o anumită valoare a rezistenței se numesc rezistoare. Acestea se comportă aproape ca și o rezistență (ideală). Diferențele apar datorită condițiilor concrete de exploatare. Rezistența rezistorului real depinde într-o oarecare măsură de temperatură. Curentul care parcurge rezistorul produce o încălzire a acestuia (datorită puterii disipate), ceea ce conduce la o oarecare modificare a rezistenței, deci relația tensiune-curent nu mai este strict liniară. Deoarece aceste modificări sunt relativ mici se poate înlocui rezistorul cu rezistența lui, sau altfel spus, rezistența este modelul cel mai simplu al rezistorului. Dependența de temperatură a rezistenței rezistorului se poate modela prin introducerea unui parametru suplimentar, coeficientul de temperatură al rezistorului (variația normată a rezistenței cu temperatura):

$$K_\theta = \frac{1}{R}\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T} \cong \frac{\Delta R}{\Delta T}\frac{1}{R} \quad . \tag{1.3}$$

Un alt parametru specificat pentru rezistor este puterea disipată nominală, care arată puterea disipată maximă admisă de un rezistor în condiții specificate, pentru care temperatura internă a rezistorului nu depășește limita permisă și pentru care rezistorul nu se defectează.

O observație importantă din punct de vedere practic este aceea că rezistoarele se fabrică cu o anumită toleranță, abaterea maximă de la valoarea înscrisă pe rezistor fiind de 5…10% pentru rezistoarele uzuale. Rezistoarele de precizie, fabricate cu o toleranță de 0,1…1% (uneori chiar mai bună) au un preț mare și se folosesc numai la aplicații pretențioase și scumpe. Valoarea precis măsurată a rezistenței unui rezistor este corectă doar în condițiile de măsurare concrete; depinde, de exemplu, de temperatură și se modifică în timp datorită așa-numitului fenomen de îmbătrânire a rezistorului. Din toate aceste motive, pentru aplicații obișnuite, **un model a cărui precizie este de ordinul procentelor este considerat ca fiind bun**.

La frecvențe ridicate de lucru modelul rezistorului se complică datorită efectelor inductive și capacitive, care devin semnificative cu creșterea frecvenței și care pot fi modelate de o inductanță în serie, respectiv de o capacitate în paralele cu rezistența. Efectul inductiv este mai important pentru rezistoarele de valoare mică (sub 100Ω) fiind determinat în principal de inductivitatea terminalelor (și deci de lungimea lor; se poate considera o valoare estimativă de 10nH/cm). Efectul capacitiv este mai pregnant pentru rezistoarele de valoare mai mare (se poate considera o valoarea estimativă a capacității dintre terminale de 1pF). Pentru a determina importanța efectului inductiv sau capacitiv pentru un rezistor dat, se calculează reactanța inductivă, respectiv capacitivă, la frecvența de lucru și

se compară cu valoarea rezistenței rezistorului. De exemplu pentru un rezistor de 1kΩ cu o lungime totală a terminalelor de 2cm, la o frecvență de 1MHz efectele parazite sunt neglijabile:

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L = 2\pi \cdot 10^6 \left(2 \cdot 10^{-8}\right) = 0{,}126\Omega\,, \quad X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 10^{-12}} = 159\text{k}\Omega$$

deoarece $X_L \ll R$ şi $X_C \gg R$ (reactanța serie este mult mai mică şi reactanța paralel este mult mai mare decât rezistența). Pentru acelaşi rezistor la o frecvență de 100MHz:

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L = 2\pi \cdot 10^8 \left(2 \cdot 10^{-8}\right) = 12{,}6\Omega\,, \quad X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^8 \cdot 10^{-12}} = 1{,}59\text{k}\Omega$$

Efectul inductiv se poate neglija şi la această frecvență (X_L reprezintă 0,13% din R), dar efectul capacitiv este important ($1/X_C$ reprezintă 63% din $1/R$), fiind comparabil cu rezistența. Orientativ, efectele parazite ale rezistoarelor se pot neglija dacă:

$$\frac{R}{X_L} > 10\,, \quad \text{respectiv} \quad \frac{X_C}{R} > 10\,. \tag{1.4}$$

Aceste calcule sunt estimative dar adesea suficiente în practică; dacă este nevoie, valoarea exactă a inductivității şi/sau a capacității parazite se poate măsura cu o punte *RLC*.

1.2.2 Capacitatea electrică

Capacitatea electrică (uzual denumită capacitate), notată cu C, este elementul ideal de circuit care înmagazinează o sarcină electrică proporțională cu tensiunea u ce i se aplică la borne:

$$Q = C \cdot u\,. \tag{1.5}$$

Capacitatea electrică este proprietatea principală a condensatorului electric, componentă de circuit care constă din două armături conductoare separate de un izolator electric.

Prin derivarea în raport cu timpul a relației (1.5) se obține caracteristica statică a capacității:

$$\frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\,, \quad i = \frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t} \quad \Rightarrow \quad i = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\,. \tag{1.6}$$

Deoarece curentul electric circulă doar la modificarea tensiunii, capacitatea este o întrerupere de circuit în *cc*. Curentul (datorat variațiilor de tensiune), care aparent circulă prin capacitate, nu se poate închide fizic prin izolatorul dintre armături şi este de fapt un curent de circulație care modifică sarcina electrică înmagazinată de capacitate; capacitatea se încarcă sau se descarcă printr-un curent (de circulație) pozitiv, respectiv negativ (curent în sensul, respectiv în sens contrar tensiunii).

Capacitatea este un element de circuit pasiv şi reactiv, pasiv deoarece nu produce energie, reactiv în sensul că energia pe care o primeşte poate fi stocată sub formă de sarcină electrică şi poate fi cedată circuitului exterior după un timp oarecare (teoretic oricât de lung).

Unitatea de măsură a capacității este faradul; practic se utilizează submultiplii acestuia, cei mai întâlniți fiind microfaradul şi picofaradul: $1\mu\text{F} = 10^{-6}\text{F}$ şi $1\text{pF} = 10^{-12}\text{F}$.

1.2.3 Inductivitatea

Inductivitatea (sau inductanța) L este un element ideal de circuit a cărui caracteristică statică este complementară (sau duală) caracteristicii statice a capacității:

$$u = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\,, \tag{1.7}$$

deci tensiunea pe o inductivitate este proporţională cu variaţia în timp a curentului. La circuitelor de *cc* curentul este constant, rezultă o tensiune nulă pe inductivitate şi deci inductivitatea se înlocuieşte în *cc* cu un scurtcircuit.

Unitatea de măsură a inductivităţii se numeşte henri (amper pe metru).

Inductivitatea este proprietatea principală a bobinei, care se realizează prin bobinarea unui conductor, de obicei în jurul unui miez din material magnetic (în general un aliaj feros). Curentul care circulă printr-un conductor produce un câmp magnetic în jurul conductorului. Câmpul magnetic produs de curentul prin bobină este concentrat în principal în centrul bobinei (eventual în miezul feromagnetic, dacă acesta există). La modificarea curentului, câmpul magnetic se modifică şi induce o tensiune în circuitul aflat sub influenţa câmpului. Tensiunea indusă se opune întotdeauna variaţiei curentului care a produs câmpul magnetic (şi se numeşte tensiune de autoinducţie dacă este tensiunea de pe bobina care a produc respectivul câmp magnetic). Studiul detaliat al fenomenelor legate de câmpul magnetic este obiectul principal al electrotehnicii şi stă la baza maşinilor electrice.

Din punctul de vedere al circuitelor electronice prezintă interes bobina ca şi componentă de circuit şi transformatorul electric, care este un ansamblu de bobine cuplate magnetic.

Deoarece sunt realizate dintr-un conductor, bobinele sunt caracterizate de inductivitatea proprie şi de rezistenţa conductorului din care a fost realizată acea bobină (cu excepţia bobinelor realizate din materiale superconductoare – anumite metale sau aliaje care au o rezistenţă nulă la temperaturi foarte joase, apropiate de zero Kelvin). Modelul unei bobine va fi deci inductivitatea bobinei în serie cu rezistenţa conductorului. De obicei rezistenţa conductorului este mică şi în majoritatea aplicaţiilor se poate neglija.

1.2.4 Sursa ideală de tensiune şi sursa ideală de curent

Sursa ideală de tensiune este elementul de circuit care are tensiunea la borne independentă de curentul care circulă prin sursă. Tensiunea la borne u este egală cu tensiunea la mers în gol (care apare fără nimic conectat între borne) iar curentul prin sursă poate avea orice valoare. Valoarea curentului care circulă prin sursă este determinată de circuitul exterior (la care este conectată sursa de tensiune). Astfel, dacă se consideră conectată la sursă rezistenţa R (sau un circuit caracterizat de rezistenţa echivalentă R) atunci curentul prin sursă este determinat de legea lui Ohm:

$$i = \frac{u}{R}$$

Cu alte cuvinte tensiunea este determinată de sursă şi există ca potenţialitate indiferent de circuitul extern, iar pentru ca prin sursă să apară un curent (care să valorifice această potenţialitate) trebuie să existe un circuit conectat la sursă; cauza tensiunii este sursa iar cauza curentului este atât circuitul extern cât şi sursa de tensiune. O astfel de modalitate de interpretare a relaţiilor de calcul (legea lui Ohm în acest caz) şi implicit a circuitelor caracterizate de relaţiile respective este foarte importantă pentru înţelegerea funcţionării circuitelor electronice.

Sursa ideală de curent este elementul de circuit parcurs de un curent care este independent de tensiunea dintre borne. Curentul prin sursă este egal cu valoarea curentului de scurtcircuit (care apare la conectarea unui conductor ideal între borne). Tensiunea dintre bornele sursei poate avea orice valoare (este arbitrară) şi este determinată de circuitul exterior (la care este conectată sursa).

Sursele independente – a căror valoare nu depinde de altă mărime electrică din circuit, pot avea mărimea de ieşire constantă sau variabilă, cu o lege de variaţie precizată. Un exemplu din prima categorie este sursa de tensiune continuă (sursa idealizată care modelează o baterie electrică) iar un exemplu de sursă variabilă este sursa de tensiune sinusoidală (sursa idealizată pentru reţeaua de alimentare de *ca*, cu o tensiunea efectivă de $220\,\mathrm{V}$ şi o frecvenţă de $50\,\mathrm{Hz}$).

Pasivizarea surselor (care se va aplica surselor independente) este operația de anularea a valorii mărimii de ieşire a acestora. Astfel:

- o sursă de tensiune ideală pasivizată va avea o tensiune nulă şi se va înlocui cu acel circuit care are o tensiune nulă indiferent de curentul care îl parcurge, adică un scurtcircuit;
- o sursă ideală de curent pasivizată va avea un curent nul şi se va înlocui cu acel circuit pentru care la orice tensiune rezultă un curent nul, adică cu o întrerupere de circuit.

Sursele dependente, a căror mărime de ieşire (tensiune sau curent) depinde de cel puțin o mărime electrică din circuit (tensiune sau curent) se mai numesc şi **surse comandate**. Astfel de surse sunt utilizate pentru modelarea dispozitivelor electronice active (care pot controla energia care le parcurge). În mod tipic, la aceste surse mărimea de ieşire depinde de o singură mărime electrică: fie de tensiunea dintre două noduri ale circuitului (cel puțin unul diferit de bornele sursei) fie de un curent printr-o ramură de circuit (alta decât cea unde este conectată sursa). Sursele comandate pot fi de 4 tipuri în funcție de tipul mărimii de ieşire şi în funcție de tipul mărimii de comandă:

- sursă de tensiune comandată în tensiune (*SUcU*),
- sursă de tensiune comandată în curent (*SUcI*),
- sursă de curent comandată în tensiune (*SIcU*),
- sursă de curent comandată în curent (*SIcI*).

1.3 ANALIZA CONFIGURAȚIILOR FUNDAMENTALE DE CIRCUIT

1.3.1 Rezistențe în serie şi divizorul de tensiune

Se consideră circuitul din figura 1.2, format dintr-o sursă de tensiune la care sunt conectate două rezistențe în serie.

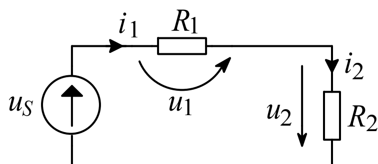


Figura 1.2. Divizorul de tensiune; Tensiunea la ieşire u_2 este o parte a tensiunii sursei u_S, care depinde de raportul celor două rezistențe.

Deoarece circuitul nu prezintă nici o ramificație, conform primei teoreme a lui Kirchhoff, T1K (referitoare la curenți), curenții prin cele două rezistențe au aceiaşi valoare: $i_1 = i_2 = i$.

Conform teoremei a doua a lui Kirchhoff, T2K, în forma clasică, suma (algebrică) a tensiunilor de-a lungul unei bucle de circuit este nulă; T2K se poate exprima şi în modul următor: căderea de tensiune între două noduri de circuit este aceiaşi indiferent de calea pe care se însumează tensiunile. În circuitele electronice se preferă a doua variantă, T2K scrisă "gravitațional" (de sus în jos) de obicei de la borna de alimentare la referința de potențial.

Referința de potențial sau **masa** (electrică) a circuitului reprezintă traseul electric de potențial nul, față de care sunt referite în mod normal tensiunile dintr-un circuit electric. Simbolurile mai des utilizate pentru traseul de masă sunt prezentate în figura alăturată. De regulă, masa electrică este o legătură comună tuturor circuitelor care alcătuiesc un sistem electric şi poate fi legată sau nu la pământ (prin borna de împământare a rețelei de alimentare cu energie electrică, de exemplu). În cazul în care traseul de masă este diferit de cel de împământare, se folosesc simboluri diferite pentru cele două trasee, de exemplu primul dintre simboluri pentru traseul de masă şi cel de-al doilea pentru împământare.



Simboluri pentru masa (electrică) a circuitului.

În cazul circuitul analizat, tensiunea de la bornele sursei este egală cu căderea de tensiune pe cele două rezistențe din circuit:

$$u_S = u_1 + u_2 = R_1 i_1 + R_2 i_2 = \left(R_1 + R_2\right) i \quad \Rightarrow \quad i \left(= i_1 = i_2\right) = \frac{u_S}{R_1 + R_2}; \tag{1.8}$$

tensiunile pe rezistențe s-au înlocuit conform legii lui Ohm şi a rezultat curentul (unic) din circuit. Ecuația (1.8) arată că valoarea curentului prin cele două rezistențe este aceeaşi ca şi curentul care ar circula printr-o singură rezistență cu valoarea ($R_1 + R_2$). De aceea se spune că rezistențele în serie se adună sau rezistența echivalentă rezistențelor înseriate este suma rezistențelor respective. Curentul prin circuit fiind cunoscut, se poate calcula tensiunea pe fiecare rezistență cu legea lui Ohm:

$$u_1 = R_1 i = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_S, \qquad u_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_S. \tag{1.9}$$

Tensiunea totală pe rezistențele înseriate se distribuie proporțional cu valoarea fiecărei rezistența.

Circuitul considerat se numeşte **divizor de tensiune**; tensiunea u_2 de la ieşirea divizorului se determină cu relația (1.9) care se numeşte regula divizorului de tensiune. Deoarece apare frecvent în circuitele electronice, este utilă recunoaşterea divizorului de tensiune şi aplicarea directă a regulii divizorului de tensiune.

1.3.2 Rezistențe în paralel şi divizorul de curent

Se consideră circuitul format dintr-o sursă de curent conectată la o rețea care conține două rezistențe în paralel, conform figurii 1.3.

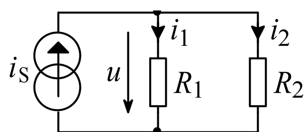


Figura 1.3. Divizorul de curent; Curentul de ieşire i_2 este o parte a curentului sursei i_S, care depinde de raportul celor două rezistențe.

Conform T1K aplicată într-unul din nodurile circuitului combinată cu legea lui Ohm aplicată fiecăreia dintre cele două rezistențe:

$$i_S = i_1 + i_2 = \frac{u}{R_1} + \frac{u}{R_2} = u\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} u = \frac{u}{R_{ep}}, \tag{1.10}$$

unde R_{ep} este rezistența echivalentă grupului paralel al celor două rezistențe:

$$\frac{1}{R_{ep}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \qquad \text{sau} \qquad R_{ep} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \tag{1.11}$$

Conform relației (1.10), curentul sursei de curent se divide între cele două rezistențe invers proporțional cu valoarea acestora. Cu tensiunea calculată din relația (1.10) rezultă:

$$i_1 = \frac{u}{R_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} i_S, \qquad i_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} i_S. \tag{1.12}$$

Circuitul din figura 1.3 este cunoscut şi sub numele de **divizor de curent** iar relația dintre curentul de ieşire i_2 şi curentul de intrare i_S reprezintă regula divizorului de curent. Recunoaşterea acestei structuri şi aplicarea directă a regulii divizorului de curent simplifică rezolvarea circuitelor.

1.3.3 Circuite cu mai multe surse – teorema superpoziției

Calcularea directă a circuitelor care conțin mai multe surse poate fi o problemă dificilă. O metodă de rezolvare a acestor circuite, aplicabilă circuitelor liniare, constă din însumarea efectelor produse de fiecare sursă considerată separat. Această metodă se bazează pe teorema suprapunerii de efecte sau **teorema superpoziției** care se poate enunța astfel:

Curentul care se stabileşte într-o ramură a unei rețele liniare în care acționează mai multe surse, este egal cu suma algebrică a curenților pe care i-ar stabili în acea ramură fiecare dintre surse în ipoteza că ar acționa singură în rețea, cu celelalte surse pasivizate (anulate).

Teorema superpoziției este o consecință a caracterului liniar al teoremelor lui Kirchhoff aplicate circuitelor electrice liniare. Prin aplicarea teoremei superpoziției calculele într-un circuit la care acționează mai multe surse simultan se simplifică, deoarece se consideră doar efectul unei singure surse la un moment dat.

Exemplu de calcul

Să se determine curenții prin circuitul din figura 1.4.*a*.

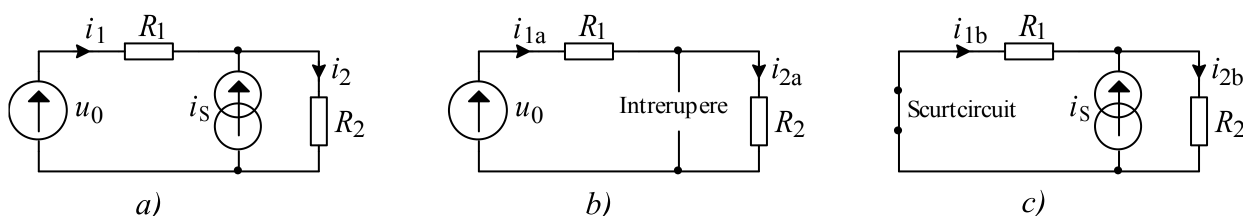


Fig. 1.4. Exemplu de aplicare a teoremei superpoziției: *a)* Circuitul complet; *b)* Circuitul cu sursa de curent pasivizată; *c)* Circuitul cu sursa de tensiune pasivizată.

Pentru rezolvarea circuitului se calculează răspunsul fiecărei surse considerate separat, presupunând cealaltă sursă pasivizată (anulată) şi apoi se însumează efectele.

a) Se anulează sursa de curent; sursa de curent se înlocuieşte cu o întrerupere de circuit (se pasivizează) şi circuitul se simplifică conform figurii 1.4.*b*. Cele două rezistențe înseriate sunt parcurse de acelaşi curent:
$$i_{1a} = i_{2a} = \frac{u_0}{R_1 + R_2}.$$

b) Pentru cazul cu sursa de tensiune anulată, circuitul rezultat este cel din figura 1.4.*c*, adică un divizor de curent. Conform regulii divizorului de curent aplicată succesiv celor două ramuri de circuit rezultă:
$$i_{1b} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} i_S , \quad i_{2b} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} i_S .$$

În final prin suprapunerea efectelor se obțin valorile totale ale curenților prin rezistențe:
$$i_1 = i_{1a} + i_{1b} = \frac{u_0 - i_S R_2}{R_1 + R_2}, \quad i_2 = i_{2a} + i_{2b} = \frac{u_0 + i_S R_1}{R_1 + R_2}.$$

Verificarea rezultatelor obținute prin aplicarea directă a teoremelor lui Kirchhoff se propune ca temă; se vor obține aceleaşi rezultate cu un efort de calcul mai mare (prin rezolvarea unui sistem de două ecuații cu două necunoscute).

1.3.4 Circuitul *RC* în regim tranzitoriu

Prin **regim tranzitoriu** se înțelege regimul de funcționare care apare în circuite care conțin elemente reactive, la modificarea bruscă a unei mărimi electrice sau a unui parametru al elementelor de circuit. De exemplu, la conectarea sau deconectarea sursei de alimentare a unui circuit electric care conține cel puțin o capacitate (sau o inductivitate) apare un regim tranzitoriu, a cărui durată depinde de valoarea capacităților (şi/sau a inductivităților) din circuitul respectiv. De fapt, orice circuit electric real prezintă capacități şi inductivități, deoarece orice conductor parcurs de un curent

are o inductivitate şi orice element sub tensiune are un efect capacitiv asociat. Scopul analizei următoare este determinarea parametrilor circuitelor simple în regim tranzitoriu.

Se va considera cel mai simplu circuit în regim tranzitoriu, o capacitate încărcată cu o tensiune iniţială, conectată în paralel cu o rezistenţă, ca în figura 1.5.*a*.

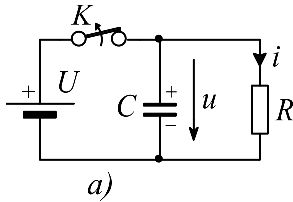
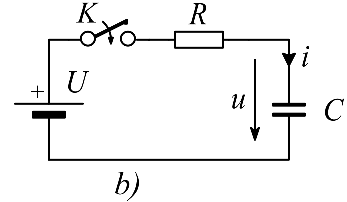


Figura 1.5. Circuite *RC* simple:
a) la descărcarea şi
b) la încărcarea capacităţii.
Comutatorul *K* se deschide, respectiv se închide la momentul $t=0$.



La momentul iniţial $t=0$ comutatorul *K* se deschide şi tensiunea pe capacitate este egală cu tensiunea sursei:

$$u(0)=U\ . \tag{1.13}$$

Din T2K: $u+R\,i=0$ şi relaţia (1.6), relaţia tensiune – curent pentru capacitate:

$$i=C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} \qquad \text{rezultă} \qquad u+RC\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}=0 \qquad \text{sau} \qquad \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}=\left(-\frac{1}{RC}\right)\cdot u\ . \tag{1.14}$$

Ecuaţia diferenţială obţinută exprimă faptul că variaţia tensiunii (funcţie de timp) este proporţională cu tensiunea în fiecare moment. Această proprietate o are funcţia exponenţială:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}\left(e^{ax}\right)=a\,e^{ax} \qquad \text{sau altfel scris} \qquad \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}\exp(ax)=a\cdot\exp(ax), \tag{1.15}$$

unde $e\cong 2{,}718$ este baza logaritmului natural şi *a* este o constantă. Prin identificare relaţiei (1.15) cu (1.14) şi pentru a se îndeplini condiţia (1.13) soluţia ecuaţiei diferenţiale este:

$$u(t)=U\exp\left(-\frac{t}{RC}\right)=U\exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \tag{1.16}$$

unde $\tau=RC$ se numeşte **constantă de timp** a circuitului.

Conform relaţiei (1.16), tensiunea pe capacitate scade exponenţial spre zero ca în figura 1.6; sarcina înmagazinată pe capacitate scade datorită curentului prin rezistenţă iar tensiunea este proporţională cu sarcina stocată pe capacitate. Linia punctată din figură reprezintă panta iniţială a curbei exponenţiale şi intersectează axa timpului la $t=\tau$. La acest moment de timp funcţia exponenţială a scăzut la: $\exp(-1)=1/e\cong 0{,}37$ din valoarea iniţială. Pentru fiecare interval de timp τ, funcţia se reduce cu un factor 1/*e* conform tabelului din figură. După $t=5\tau$, funcţia scade la circa 1% din valoarea iniţială şi se poate considera ca fiind practic nulă. Deci se poate spune că durata regimului tranzitoriu este de circa cinci constante de timp (cu o eroare de 1%).

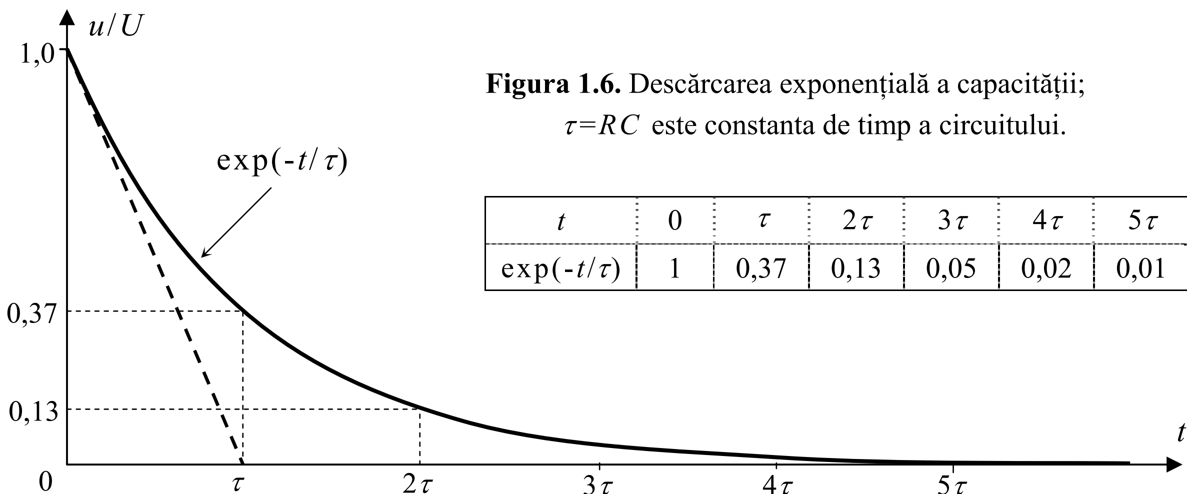


Figura 1.6. Descărcarea exponenţială a capacităţii; $\tau=RC$ este constanta de timp a circuitului.

t	0	τ	2τ	3τ	4τ	5τ
$\exp(-t/\tau)$	1	0,37	0,13	0,05	0,02	0,01

În cazul circuitului din figura 1.5.*b* dacă se închide comutatorul *K* la $t=0$, capacitatea se va încărca de la zero la tensiunea *U* tot după o funcție de tip exponențial:

$$u(t)=U\left[1-\exp\left(-\frac{t}{RC}\right)\right]=U\left[1-\exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right], \tag{1.17}$$

a cărei valoare este inițial nulă $u(0)=0$ şi în final (practic după 5τ) $u(\infty)=U$.

În general, pentru o variație bruscă a tensiunii de alimentare, tensiunea pe o capacitate (sau curentul printr-o inductivitate) se modifică de la valoarea inițială la valoarea finală după o curbă exponențială de tip „$\exp(-t/\tau)$”, deoarece această funcție este caracteristică modificării în timp a energiei înmagazinate în elementul reactiv (capacitatea sau inductivitatea) din circuit.

1.4 CIRCUITE ECHIVALENTE ŞI TEOREME DE ECHIVALENȚĂ

Circuitele echivalente sunt modele simplificate compuse din elemente de circuit idealizate. Se vor analiza circuitele cu o singură poartă de acces sau uniporți. Prin **poartă** se înțelege o pereche de borne pentru care suma algebrică a curenților este nulă (curentul care intră printr-o bornă este egal cu cel care iese prin cealaltă bornă). **Circuitele** modelate pot fi **pasive** dacă primesc energie de la circuitul exterior sau **active** dacă debitează energie către circuitul extern legat la unica lor poartă.

Doi **uniporți** sunt **echivalenți** dacă relația dintre curentul şi tensiunea la poarta unuia este identică cu relația dintre curentul şi tensiunea la poarta celuilalt. Doi uniporți echivalenți au aceiaşi comportare la poarta lor şi deci efectul asupra circuitului exterior nu se schimbă când înlocuim un uniport cu un altul echivalent cu el.

1.4.1 Echivalarea unui uniport pasiv cu o rezistență

Prin aplicarea legii lui Ohm la poarta unui uniport pasiv se poate obține cel mai simplu uniport echivalent, care este rezistența echivalentă a uniportului respectiv.

Se numeşte **rezistență echivalentă statică** R_E a unui uniport rezistența determinată prin aplicarea legii lui Ohm în *cc* la poarta uniportului considerat; conform figurii 1.7.*a*:

$$R_E=\frac{u}{i} \quad \text{iar} \quad G_E=\frac{i}{u}; \tag{1.18}$$

G_E este conductanța echivalentă statică a uniportului. La un uniport liniar caracteristica statică este o dreaptă care trece prin origine, a cărei pantă este:

$$G_E=k_S\cdot \mathrm{tg}\alpha, \tag{1.19}$$

conform figurii 1.7.*b*. În relația anterioară k_S este factorul de scară; k_S se măsoară în $1/\Omega$ şi permite trecerea de la mărimea adimensională **tg**α la conductanță. Dacă lungimea segmentelor care definesc funcția **tg** este exprimată în unități electrice (de intensitate, respectiv de tensiune), atunci $k_s=1$.

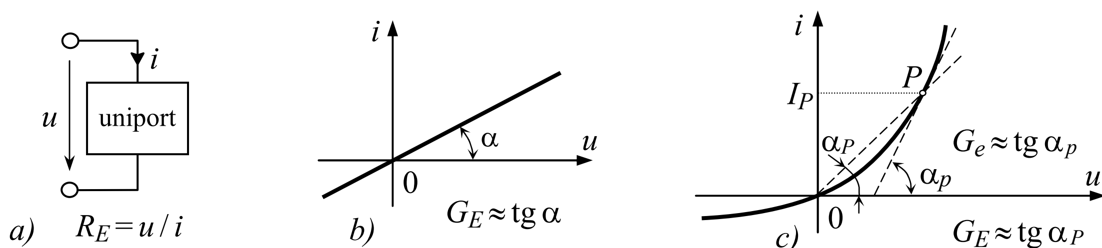


Fig. 1.7. *a)* Rezistența echivalentă statică a unui uniport pasiv. Interpretarea geometrică a conductanțelor echivalente la un uniport: *b)* liniar, *c)* neliniar.

Dacă uniportul este neliniar, caracteristica lui statică este neliniară (curbilinie), un astfel de exemplu este arătat în figura 1.7.*c*. Rezistența echivalentă este şi ea neliniară, adică depinde de intensitatea curentului care străbate uniportul, I_P. Conductivitatea echivalentă statică este egală (mai exact proporțională) cu panta dreptei care uneşte originea axelor cu punctul P de pe caracteristica statică. Punctul P se numeşte **punct static de funcționare** (*psf*) şi este definit de mărimile electrice de *cc* de la bornele uniportului.

Se numeşte **rezistență echivalentă diferențială** R_e a unui uniport pasiv rezistența rezultată prin aplicarea legii lui Ohm pentru diferențialele semnalelor la poarta uniportului considerat:

$$R_e = \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}i} \cong \frac{\Delta u}{\Delta i}. \tag{1.20}$$

Relația aproximativă de mai sus s-a obținut prin înlocuirea diferențialelor cu diferențe finite şi este corectă pentru variații mici. Conform acestei relații, rezistența diferențială R_e poate fi interpretată ca fiind rezistență echivalentă pentru variații mici. Pentru determinare practică a R_e se introduce o variație cunoscută a unei mărimi (de exemplu a tensiunii la bornele uniportului) şi se măsoară variația celeilalte mărimi (variația curentului prin uniport, pentru cazul exemplificat).

Conductanța echivalentă dinamică a uniportului G_e:

$$G_e = \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}u} = k_S \cdot \mathrm{tg}\,\alpha_p. \tag{1.21}$$

este proporțională (≈) cu panta caracteristicii statice în punctul considerat, ca în figura 1.7.*c*.

Rezistența echivalentă se poate determina şi în cazul uniporților activi. Pentru uniporții activi liniari este însă frecvent folosită echivalarea lor cu un uniport format din două elemente: o sursă ideală şi o rezistență, conform teoremei lui Thévenin sau conform teoremei lui Norton.

1.4.2 Teoremele lui Thévenin şi Norton

Se consideră un uniport liniar activ oarecare cu sensurile tensiunilor şi ale curentului la poarta sa asociate conform convenției de la generatoare, ca în figura 1.8.*a*. Deoarece uniportul este liniar, caracteristica lui (figura 1.8.*b*) este o dreaptă şi deoarece este activ, dreapta nu trece prin origine; uniportul activ are o tensiune pozitivă U_0 la un curent nul (în gol) şi un curent pozitiv I_{SC} la o tensiune nulă (în scurtcircuit). Ecuația prin tăieturi a caracteristicii statice este:

$$\frac{u}{U_0} + \frac{i}{I_{SC}} = 1. \tag{1.22}$$

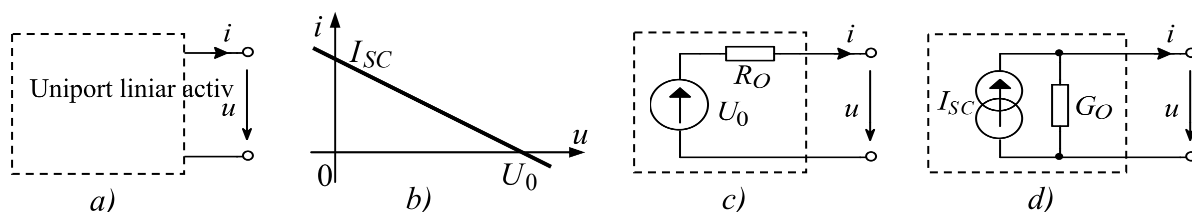


Fig. 1.8. Teoremele lui Thévenin şi Norton: *a)* uniport liniar activ oarecare, *b)* caracteristica statică a uniportului liniar activ; *c)* sursa echivalentă Thévenin, *d)* sursa echivalentă Norton.

Dacă se notează: $R_O = \frac{U_0}{I_{SC}}$ respectiv $G_O = \frac{I_{SC}}{U_0}$, (1.23)

atunci ecuația prin tăieturi poate fi scrisă sub una din următoarele două forme:

$$u = U_0 - i \cdot R_0 \qquad \text{sau} \qquad i = I_{SC} - u \cdot G_O. \qquad (1.24)$$

Aceste relații reprezintă caracteristicile statice ale uniporților din figura 1.8.*c*, respectiv figura 1.8.*d*. Aceşti uniporți sunt echivalenți cu uniportul considerat, ceea ce se poate exprima sub forma teoremelor următoare.

Teorema lui Thévenin: Un uniport liniar activ oarecare este echivalent cu un uniport format dintr-o sursă de tensiune având tensiunea la borne U_0, înseriată cu o rezistență de valoare R_O. Schema din figura 1.8.*c* se va numi **sursă Thévenin**.

Teorema lui Norton: Un uniport liniar activ oarecare este echivalent cu un uniport format dintr-o sursă de curent având curentul la borne I_{SC}, legată în paralel cu o conductanță de valoare G_O. Schema din figura 1.8.*d* se va numi **sursă Norton**.

Poarta unui uniport activ se numeşte uneori **ieşire** pentru a sublinia faptul că uniportul este folosit de obicei pentru a furniza putere către exterior pe la poarta sa. Corespunzător, rezistența R_O se numeşte **rezistență (statică) de ieşire** (litera *O* este inițiala cuvântului englezesc *output* – ieşire).

Rezistența R_O are şi altă interpretare decât cea din relația (1.23): este rezistența echivalentă a uniportului dat, după ce s-au pasivizat toate sursele (independente) din interiorul lui. În circuite este adesea mai simplă determinarea R_O ca fiind rezistența văzută la bornele uniportului după pasivizarea (anularea) surselor interne independente.

Aceste teoreme pot fi aplicate atât la circuitele de *cc* cât şi la circuitele de *ca*; la analiza circuitelor de *ca*, în locul semnalelor de *cc* se folosesc semnale instantanee sau de *ca* iar la schema surselor echivalente se înlocuieşte rezistența cu impedanța şi conductanța cu admitanța.

1.5 NOȚIUNI ELEMENTARE DE SEMNALE ELECTRICE

Semnalul este orice mărime fizică susceptibilă de a purta informație. Semnalul electric este o mărime electrică, de obicei tensiunea sau curentul electric. Transmitanța sau factorul de transfer reprezintă raportul a două semnale (de la ieşirea, respectiv de la intrarea unui circuit electric) care au în general aceiaşi formă sau derivă unul din altul. Factorul de transfer poate fi adimensional (amplificare, atenuare) sau poate avea dimensiunea unei impedanțe sau a unei admitanțe.

Semnalele pot fi clasificate după mai multe criterii. Semnalele care descriu o funcție continuă în timp se numesc semnale analogice, iar cele care au valori nenule doar la valori discrete de timp sunt aşa-numitele semnale discrete. Un exemplu de semnal analogic şi semnalul discret corespunzător este reprezentat în figura 1.9. Dacă se reprezintă amplitudinea fiecărui eşantion al semnalului discret cu un număr finit de digiți atunci se spune despre semnal că este cuantizat sau digitizat. rezultă amplitudinea semnalului nu ceea ce se numeşte un semnal digital.

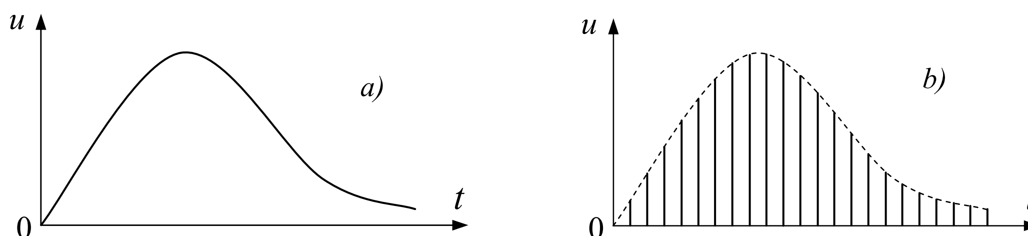


Fig. 1.9. Exemplu de semnal: *a)* analogic, *b)* discret.

În funcție de evoluția în timp semnalele pot fi periodice (sau de regim permanent), descrise de o funcție periodică (forma semnalului se repetă după o anumită perioadă), de regim tranzitoriu

(periodice amortizate sau aperiodice) şi singulare. Exemple de astfel de semnale sunt: în figura 1.6 un semnal de regim tranzitoriu aperiodic şi în figura 1.9.*a* un semnal singular.

Semnalele periodice pot avea diferite forme de undă; semnalele periodice mai des întâlnite sunt cele sinusoidale, dreptunghiulare (de fapt aproximativ trapezoidale), triunghiulare, în dinți de fierăstrău sau cu formă de impulsuri scurte de comandă.

O caracterizare foarte utilă a unui semnal sau în general a oricărei funcții de timp se realizează prin spectrul său de frecvență. Descrierea semnalelor în acest mod se realizează pe baza seriilor Fourier şi a transformatei Fourier, care permit reprezentarea unui semnal oarecare ca o sumă de semnale sinusoidale de amplitudini şi frecvențe diferite. De aceea semnalul sinusoidal este unul dintre cele mai importante semnale.

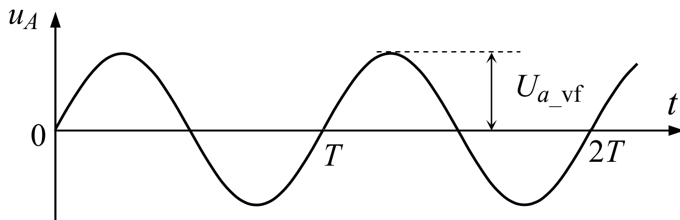


Figura 1.10. Semnal sinusoidal;
Mărimi caracteristice:
U_{a_vf} – tensiunea de vârf,
T – perioada semnalului.

Un semnal sinusoidal, ca cel din figura 1.10, este caracterizat de funcția:

$$u_a(t) = \sqrt{2} \cdot U_a \sin \omega t = U_{a_vf} \sin 2\pi f t \, . \tag{1.25}$$

unde U_a reprezintă valoarea efectivă şi $U_{a_vf} = \sqrt{2} \cdot U_a$ valoarea de vârf (măsurate în volți), iar ω este frecvența unghiulară în radiani pe secundă $\omega = 2\pi f$, f este frecvența semnalului în hertzi şi $T = 1/f$ este perioada acestuia. Un semnal sinusoidal este complet caracterizat de amplitudine, frecvență şi defazaj (față de o referință de timp aleasă arbitrar).

Un semnal periodic oarecare, poate fi exprimată ca o sumă infinită de funcții sinusoidale a căror frecvențe sunt multiple întregi ale frecvenței semnalului analizat. De exemplu semnalul dreptunghiular simetric din figura 1.11.*a* poate fi exprimat ca o sumă de funcții sinusoidale:

$$u(t) = \frac{4U}{\pi}\left(\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + ... \right). \tag{1.26}$$

unde U este amplitudinea semnalului dreptunghiular şi $\omega_0 = 2\pi/T$ este frecvență unghiulară fundamentală (T fiind perioada semnalului dreptunghiular).

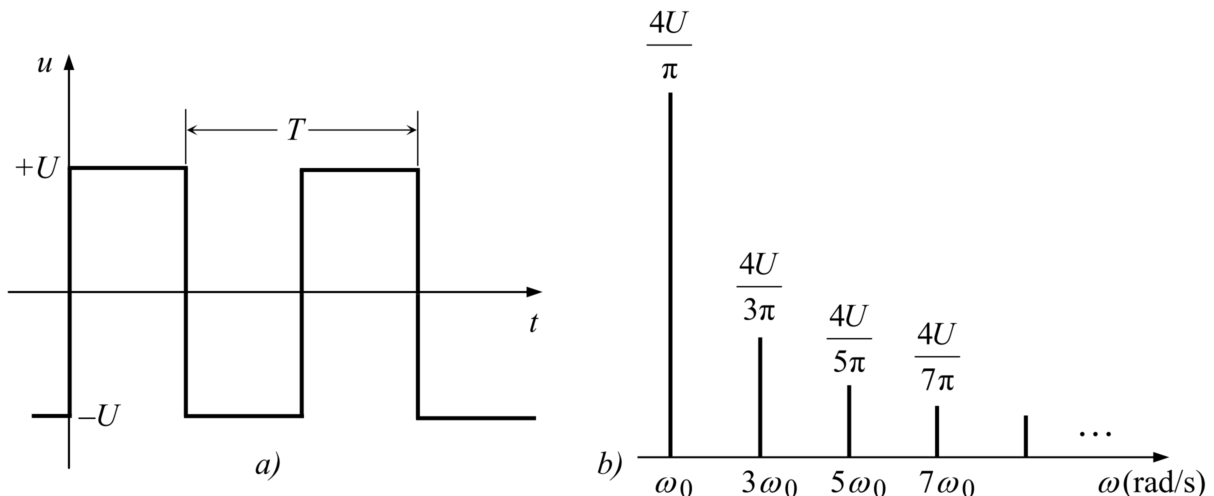


Fig. 1.11. Semnal dreptunghiular simetric: *a)* forma de undă în timp, *b)* spectrul de frecvență.

Componentele sinusoidale ale seriei din ecuația (1.26) reprezintă spectrul de frecvențe ale semnalului dreptunghiular. Acest spectru poate fi reprezentat grafic ca în figura 1.11.*b*. Semnalul dreptunghiular are foarte multe armonice superioare. Deoarece amplitudinea armonicelor scade, seria infinită poate fi trunchiată, rezultatul fiind o aproximație a semnalului dreptunghiular.

1.5.1 Convenția de notații

În general, o mărime electrică are o componentă de curent alternativ (sau de semnal), suprapusă peste componenta de curent continuu (sau de polarizare), ca de exemplu în figura 1.12.

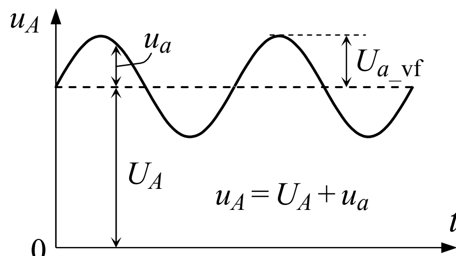


Figura 1.12. Convenția de notații; Semnalul sinusoidal u_a suprapus peste tensiunea de polarizare U_A.

Pe parcursul acestei cărți se utilizează următoarea convenție de notații:

- mărimile instantanee se notează cu literă mică şi indice literă mare: u_A, i_C;
- componenta de curent continuu (*cc*) sau de polarizare, constantă în timp (sau valoarea medie a mărimii instantanee variabilă în timp), se notează cu literă mare şi indice literă mare: U_A, I_C;
- componenta de curent alternativ (*ca*) sau de semnal, variabilă în timp (care are o valoare medie nulă), se notează cu literă mică şi indice literă mic: u_a, i_c;
- valoarea efectivă a componentei de *ca* se notează cu literă mare şi indice literă mică: U_a, I_c.

Semnificația acestor notații reiese din figura 1.12, în care s-a considerat un semnal sinusoidal u_a suprapus peste o tensiune de *cc* U_A.

1.6 BIBLIOGRAFIE

[1] Crăciun A.V: - *Dispozitive şi circuite electronice*, Ed. Univ. Transilvania Braşov, 2003;
[2] Damachi E. ş.a. – *Electronica*, E.D.P. Bucureşti, 1979;
[3] Gray P.E., Searle C.L. – *Bazele electronicii moderne*, Ed.Tehnică. Bucureşti, 1973;
[4] Şora C. – *Bazele electrotehnicii*, E.D.P. Bucureşti, 1982;
[5] Senturia Stephen, Wedlock Bruce – *Electronic Circuits and Applications*, J.Willey&Sons, 1975;
[6] Malvino A.Paul – *Electronic Principles*, Tata Mc.Grow-Hill Publ.Co., New Delhi, 1982;
[7] Radu Ovidiu – *Componente electronice pasive*, Ed. Tehnică, Bucureşti,1981;
[8] Costin Miron – *Introducere în circuite electronice*, Ed.Dacia, Cluj-Napoca, 1983;
[9] Sedra Adel, Smith Kenneth – *Microelectronic Circuits*, Oxford University Press, New York, 1998.

CAP. 2 DIODE SEMICONDUCTOARE

În prima parte a acestui capitol se introduc modelele cele mai simple ale diodelor şi cu ajutorul acestora se analizează aplicațiile mai importante ale diodelor redresoare.

În continuare se prezintă noțiuni de fizica semiconductoarelor, se analizează joncțiunea *pn* şi se introduc modele mai precise, dar mai complexe ale diodelor. Pe baza analizei joncțiunii *pn* se analizează celelalte tipuri de diode semiconductoare şi se prezintă aplicațiile tipice ale acestora.

2.1 NOȚIUNI FUNDAMENTALE

Dioda semiconductoare (sau mai simplu, dioda) este un dispozitiv electronic cu 2 terminale care conține o joncțiune *pn*, joncțiune care se formează la contactul unei regiuni *p* cu o regiune *n* a aceluiaşi cristal semiconductor. Descrierea joncțiunii *pn* se va face într-un paragraf următor.

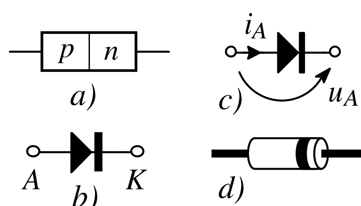


Fig. 2.1. Dioda semiconductoare: *a)* conține o joncțiune *pn*, *b)* simbolul ei este o săgeată de la anod la catod; *c)* Mărimile electrice asociate diodei sunt în sensul săgeții şi *d)* catodul diodei este marcat cu o bandă colorată.

Proprietatea principală a diodei este **conducția unilaterală**. Aceasta constă din aceea că dioda permite trecerea curentului într-un sens şi blochează curentul în celălalt sens. Simbolul diodei este în esență o săgeată orientată de la zona *p* la zona *n* a semiconductorului (figura 2.1.*b*), săgeată care arată sensul în care dioda permite trecerea curentului electric, respectiv sensul de referință al tensiunii şi al curentului prin diodă (figura 2.1.*c*).

Terminalul conectat la zona *p* a diodei (cel cu săgeată,) se numeşte **anod**, iar cel conectat la zona *n*, **catod**; aceste denumiri s-au păstrat de la dioda cu vid. În cazul diodelor de mică putere, terminalul catodului este marcat cu o bandă (de culoare albă pentru capsule negre din plastic, figura 2.1.*d*) sau un grup de benzi colorate (mai apropiate de catod, la unele diode cu capsulă de sticlă). Experimental, curentul iese din diodă prin terminalul marcat cu bandă (catodul diodei).

2.1.1 Dioda ideala

Dioda ideală este cel mai simplu model al diodei care pune în evidentă conducția unilaterală a acesteia. Comportarea diodei ideale poate fi descrisă analitic cu ecuațiile:

$$\begin{cases} i_A = 0 \quad \text{pentru} \ u_A < 0 \quad \text{(comutator deschis)} \\ u_A = 0 \quad \text{pentru} \ i_A > 0 \quad \text{(comutator închis)} \end{cases} . \qquad (2.1)$$

Funcționarea diodei ideale poate fi explicată pe baza ecuațiilor de mai sus.

- Daca se aplică diodei o tensiune negativă (față de direcția de referință) atunci prin diodă nu circulă nici un curent, dioda se comportă ca o întrerupere de circuit şi se spune că este polarizată invers. **În polarizare inversă**, curentul printr-o diodă ideală este nul şi **dioda este blocată**.
- Dacă se aplică diodei un curent pozitiv (față de direcția de referință) căderea de tensiune pe diodă este nulă. În acest caz, numit **polarizare directă**, dioda ideală se comportă ca un scurtcircuit şi **dioda este** în conducție sau **deschisă**.

Aceste relații arată că dioda ideală este de fapt un comutator care se deschide sau se închide în funcție de sensul mărimilor electrice care apar din circuitul exterior. Circuitul exterior este acela care determină curentul direct prin dioda în conducție şi tensiunea inversă pe dioda blocată.

Relațiile (2.1) reprezintă o funcție liniară pe porțiuni Reprezentarea grafică a acestei funcții reprezintă **caracteristica statică** a diodei ideale şi constă din două semidrepte în unghi de 90º care se întâlnesc în origine ca în figura 2.2. Pentru dioda ideală se va folosi simbolul din figura 2.2.

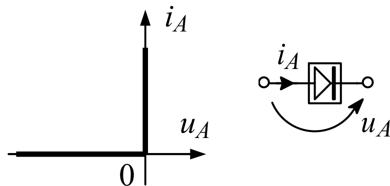


Fig. 2.2. Caracteristica statică şi simbolul diodei ideale.
Dioda ideală este un element (ideal) de circuit, cel mai simplu model al diodei, cu tensiunea nulă în conducție şi curent nul în blocare.

Oricare dintre modurile de descriere a diodei (prin ecuații, prin analiza funcționării sau prin caracteristica statică) reprezintă un model al diodei ideale.

În cazul unei diode reale curentul în blocare este nenul, dar foarte mic (cu valori uzuale de nanoamperi până la microamperi) iar căderea de tensiune în conducție este relativ mică (mai mică de 1V). Valorile foarte mici ale curentului invers (pentru dioda blocată) pot fi considerate zero pentru majoritatea aplicațiilor practice. Căderea de tensiune directă (pentru dioda în conducție) poate fi considerată ca fiind nulă (modelul diodei ideale) doar la o analiză de principiu a unui circuit sau dacă tensiunile din circuit sunt mult mai mari decât 1V. Pentru a ține cont şi de căderea de tensiune care apare pe diodă în conducție se introduce modelul diodei cu tensiune de prag.

2.1.2 Dioda cu tensiune de prag

Cea mai simplă modalitate de a ține seama de căderea de tensiune care apare pe diodă în conducție este considerarea unei surse de tensiune constante U_D în serie cu dioda ideală. Circuitul echivalent şi caracteristica statică a acestui model al diodei, numit model cu tensiune de prag, sunt prezentate în figura 2.3. Sursa de tensiune din schema echivalentă nu poate furniza energie în circuitul exterior datorită sensului de conectare a diodei ideale, care nu permite trecerea curentului de la sursă spre circuitul extern.

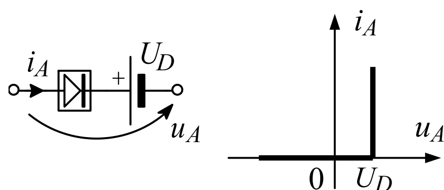


Fig. 2.3. Simbolul şi caracteristica statică a diodei cu tensiune de prag.
Cel mai utilizat model al diodei, cu tensiunea constantă în conducție şi curent nul în blocare.

Comportarea diodei cu tensiune de prag poate fi descrisă şi analitic:

$$\begin{cases} i_A = 0 & \text{pentru} \quad u_A < U_D \\ u_A = U_D & \text{pentru} \quad i_A > 0 \end{cases} . \tag{2.2}$$

Conform acestor ecuații:
- curentul prin diodă este nul dacă tensiunea este mai mică decât tensiunea de prag (dioda blocată);
- tensiunea pe diodă are o valoare constantă dacă prin diodă circulă un curent (dioda în conducție).

Dacă se trasează experimental caracteristica statică a diodei, se pot constata următoarele:
- pentru o tensiune directă mai mică decât tensiunea de deschidere (circa 0,5V la dioda cu siliciu) curentul prin diodă are valori scăzute, apropiate de zero;
- pentru variații destul de mari ale curentului prin diodă, modificarea tensiunii pe diodă este destul de mică (0,6…0,8V la dioda cu siliciu).

Ținând seama de aceste valori ale tensiunii, se consideră că tensiunea pe dioda în conducție are o valoare constantă, de exemplu U_D=0,7V la siliciu. S-au prezentat valorile măsurate la dioda cu siliciu deoarece este dioda cea mai utilizată în practică.

Modelul diodei cu tensiune de prag poate fi utilizat în aproape toate cazurile practice. Ca metodă de analiză a circuitelor cu diode este de preferat adesea analiza funcționării circuitului considerând inițial modelul diodei ideale, pentru a pune în evidență ceea ce este esențial şi apoi se analizează circuitul cu ajutorul modelului cu tensiune de prag. Cea de-a doua analiză este mai exactă, dar evident mai complicată şi de aceea este posibil să se scape din vedere aspectele fundamentale ale funcționării circuitului.

Prin caracteristică liniarizată (pe porțiuni) se înțelege o caracteristică formată din semidrepte şi eventuale segmente de dreaptă. La analiza unui circuit care include cel puțin un dispozitiv cu o caracteristică liniarizată pe porțiuni (cum ar fi dioda ideală sau dioda cu tensiune de prag), în cazul în care semnalul aplicat dispozitivului trece prin unul dintre punctele de frângere ale caracteristicii, se determină mai întâi nivelul semnalului la care are loc trecerea dintr-o regiune liniară în alta şi apoi se analizează separat comportarea circuitului pentru fiecare porțiune liniară a caracteristicii.

2.2 APLICAȚII ALE DIODELOR REDRESOARE

Cele mai utilizate diode sunt aşa-numitele diode redresoare iar aplicațiile mai importante ale acestora sunt: redresoarele, limitatoarele şi circuitele de refacere a nivelului de *cc*.

Redresoarele transformă energia de curent alternativ în energie de curent continuu şi pot fi utilizate ca circuite de conversie a puterii electrice sau ca circuite de prelucrare a semnalelor. Redresoarele vor fi analizate pornind de la cel mai simplu circuit, redresorul monoalternanță fără filtru până la redresorul în punte cu filtru capacitiv (redresorul tipic utilizat pentru alimentarea sistemelor electronice). O categorie aparte de redresoare sunt unele multiplicatoare de tensiune.

2.2.1 Redresorul monoalternanță

Redresorul monoalternanță este compus dintr-o simplă diodă conectată în serie între sursa de tensiune alternativă şi sarcină ca în figura 2.4. Se analizează cazul sarcinii rezistive, *R*.

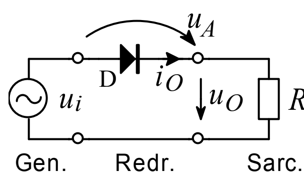


Fig. 2.4. Redresorul monoalternanță - dioda D. Circuitul include sursa de tensiune alternativă la intrare şi sarcina la ieşirea redresorului.

Cazul diodei ideale

Dacă se consideră dioda ca fiind ideală, atunci în timpul alternanței pozitive a tensiunii de intrare dioda va fi polarizată direct şi va permite trecerea unui curent dinspre sursă spre sarcină. Căderea de tensiune pe dioda ideală deschisă va fi nulă şi tensiunea pe sarcină va fi egală cu tensiunea sursei. În timpul alternanței negative a semnalului de intrare, tensiunea pe diodă va fi negativă, dioda (polarizată invers) va fi blocată şi nu va permite trecerea curentului de la sursă spre sarcină. Formele de undă ale tensiunilor sunt prezentate în figura 2.5. Tensiunea de ieşire, u_O ($u_{O\ (ideal)}$ în figură) are o valoare medie nenulă (componentă de curent continuu). Pentru o tensiune de intrare sinusoidală, $u_i = \sqrt{2} \cdot U_i \cdot \sin \omega t$, valorile medii ale tensiunii şi curentului la ieşire sunt:

$$U_O = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2}\cdot U_i \sin\omega t \,\mathrm{d}\omega t = \frac{\sqrt{2}\cdot U_i}{\pi}, \quad I_O = \frac{U_O}{R}. \tag{2.3}$$

Dioda utilizată trebuie să suporte curentul direct I_O şi tensiunea inversă $\sqrt{2}\cdot U_i = U_{vf}$; tensiunea maximă care apare pe dioda blocată este egală cu tensiunea de vârf a alternanţei negative. Parametrii de catalog corespunzători ai diodei: I_F (indicele provine de la cuvântul englez „forward" tradus prin „direct") şi V_{RRM} (reverse repetitive maximum voltage – tensiune inversă repetitivă maximă) trebuie să fie acoperitori faţă de valorile din circuit:

$$I_F \geq I_O, \quad V_{RRM} \geq \sqrt{2}\cdot U_i. \tag{2.4}$$

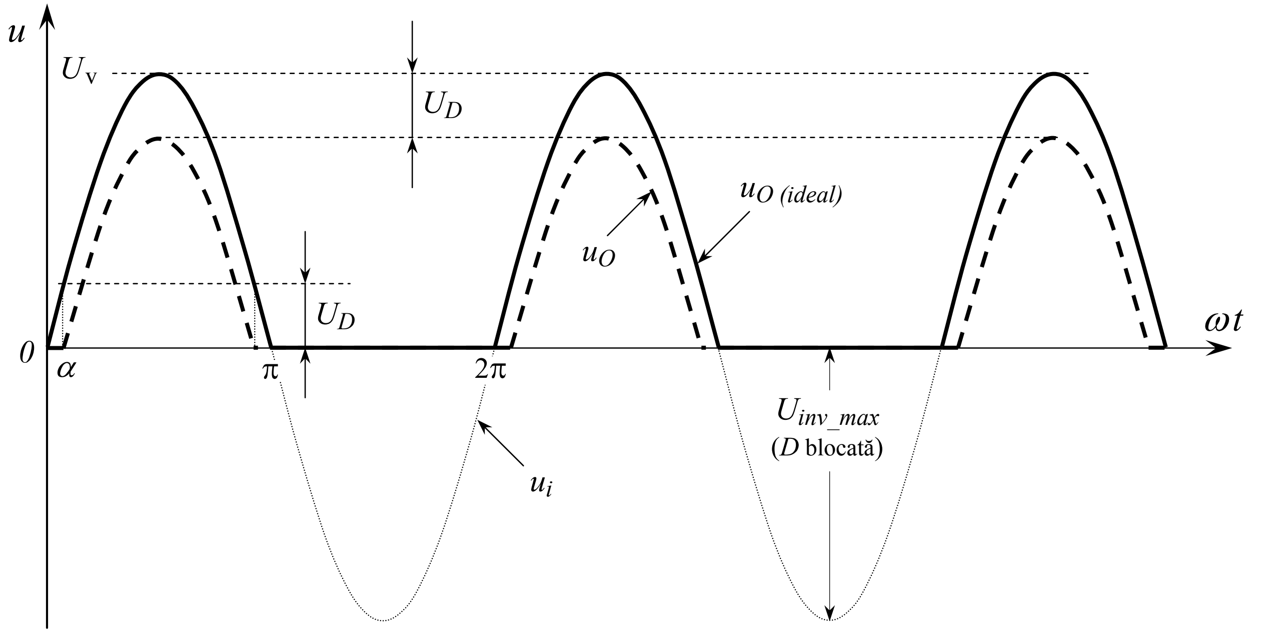


Fig. 2.5. Formele de undă de la redresorul monoalternanţă

Rezultatele obţinute cu modelul diodei ideale sunt suficient de corecte pentru tensiuni redresate mari, de ordinul zecilor de volţi. Dacă tensiunea redresată are valori mici (mai mici decât circa 10V) atunci erorile introduse de modelul diodei ideale sunt în general inacceptabile şi se analizează circuitul considerând şi căderea de tensiune pe diodă.

Efectul tensiunii de prag

Căderea de tensiune pe dioda în conducţie U_D se va considera constantă, conform modelului diodei cu tensiune de prag. Dioda este în conducţie pentru o tensiune de intrare mai mare decât tensiunea de prag, condiţie din care se poate calcula unghiul de conducţie al diodei, α:

$$u_i \geq U_D, \quad \sqrt{2}\cdot U_i \sin\alpha = U_D \quad \Rightarrow \quad \alpha = \arcsin\frac{U_D}{\sqrt{2}\cdot U_i}. \tag{2.5}$$

Forma de undă a tensiunii la ieşirea redresorului este reprezentată cu linie discontinuă în figura 2.5. În conducţie, tensiunea de ieşire este: $u_O = u_i - u_A = u_i - U_D$ iar tensiunea medie la ieşire se calculează prin integrarea tensiunii de ieşire pe o perioadă:

$$U_O = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi-\alpha}\left(\sqrt{2}\cdot U_i \sin\omega t - U_D\right)\mathrm{d}\omega t = \frac{\sqrt{2}\cdot U_i}{\pi}\cos\alpha - U_D\frac{\pi-2\alpha}{2\pi}. \tag{2.6}$$

Dacă $\alpha \ll \pi$, ceea ce înseamnă $U_D \ll U_i$, atunci ecuaţia precedentă se poate simplifica:

$$U_O \cong \frac{\sqrt{2} \cdot U_i}{\pi} - \frac{U_D}{2}. \tag{2.7}$$

Exemplu

Să se determine tensiunea medie la ieşirea redresorului monoalternanţă, calculată cu modelul diodei ideale şi cu modelul diodei cu tensiune de prag (U_D=0,7V), pentru o tensiune sinusoidală de intrare cu valoarea de vârf de 5V şi de 10V. Să se compare rezultatele obţinute prin diferite metode.

Rezultatele calculelor sunt prezentate în tabelul următor. Pentru a evidenţia cât mai exact erorile datorate diferitelor metode de calcul s-au calculat 4 cifre semnificative. În practică, o astfel de precizie a calculelor nu se justifică datorită aproximărilor inerente dintr-un circuit concret, unde apar erori de cel puţin câteva procente (la exemplul prezentat eroarea tensiunii U_D poate fi de circa 0,1V iar tensiunea de intrare poate avea o eroare tipică de 5%).

$\sqrt{2} \cdot U_i$	U_O, rel.(2.6)	U_O, rel.(2.7)	ε_1 (%)	U_O, rel.(2.3)	ε_2 (%)
5 V	1,257 V	1,242 V	-1,24	1,592 V	+26,6
10 V	2,841 V	2,833 V	-0,28	3,183 V	+12

Se constată că erorile de calcul sunt mai mici dacă tensiunile din circuit sunt mai mari. Erorile ε_2 introduse cu modelul diodei ideale în cazul unor tensiuni mici sunt inacceptabile. Pentru tensiuni mai mari de 10V erorile sunt mai mici de 12% şi pot fi acceptate uneori. Erorile ε_1 datorate relaţiei simplificate de la modelul diodei cu tensiune de prag sunt mici şi de aceea, în practică, nu se justifică utilizarea relaţiei exacte (care presupune calcule trigonometrice).

2.2.2 Redresorul cu transformator

La circuitele de alimentare se utilizează adesea un transformator la intrare ca în figura 2.6. Înfăşurarea primară a transformatorului este conectată la sursa de tensiune alternativă (de obicei reţeaua de *ca*) şi înfăşurarea secundară la redresor. Transformatorul permite modificarea tensiunii la intrarea redresorului în funcţie de necesităţi şi izolează electric sursa de energie de redresorul propriu-zis. Este vorba de aşa-numita izolare galvanică (fără legătură directă între circuite) care reduce pericolul de electrocutare în cazul alimentării de la reţeaua de curent alternativ.

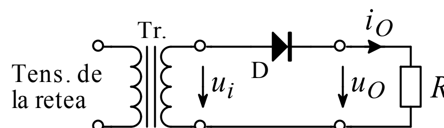


Fig. 2.6. Redresorul monoalternanţă cu transformator (Tr.).

La un transformator fără sarcină (în gol), tensiunea de ieşire (de la înfăşurarea secundară) u_{20} depinde de raportul numărului de spire şi de tensiunea din primar (de la reţea) u_1 conform relaţiei:

$$u_{20} = \frac{n_2}{n_1} \cdot u_1, \tag{2.8}$$

unde n_2 şi n_1 reprezintă numărul de spire al înfăşurării secundare, respectiv al înfăşurării primare.

La conectarea sarcinii, tensiunea din secundar scade datorită rezistenței înfăşurărilor şi inductanțelor de pierderi. Într-o primă aproximație se poate neglija această modificare a tensiunii. La un calcul mai precis se ține seama de rezistența înfăşurării secundare şi primare, r_2 şi respectiv r_1. Dacă transformatorul este solicitat în limite normale, atunci se pot neglija inductanțele de pierderi, iar rezistența echivalentă a transformatorului (privită în secundar) R_{tr} permite calculul tensiunii secundare conform legii lui Ohm:

$$R_{tr} = r_2 + r_{1e} = r_2 + r_1 \cdot \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2, \qquad u_2 = u_{20} - i_2 \cdot R_{tr}. \tag{2.9}$$

r_{1e} este rezistența primarului echivalată (sau privită) în secundar.

Schema echivalentă a transformatorului, conformă cu aceste ecuații, este prezentată în figura 2.7.*b*.

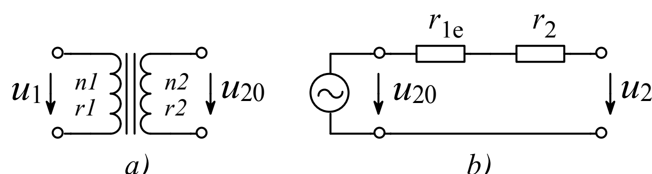


Fig. 2.7. Transformatorul în gol (cu parametrii înfăşurărilor) şi schema echivalentă în sarcină.

Prin înfăşurarea secundară a transformatorului utilizat la redresorul monoalternanță circulă curentul continuu I_O care conduce la înrăutățirea condițiilor de funcționare ale transformatorului. În plus se poate arăta că randamentul energetic (raportul între energia de *cc* de la ieşire şi energia de *ca* absorbită la intrare) în cazul redresorului monoalternanță este mai mic decât 40%, datorită armonicelor care circulă în sarcină. Din aceste motive transformatorul trebuie supradimensionat. Redresorul monoalternanță poate fi utilizat numai atunci când curenții redresați au valori reduse din cauza celor două dezavantajele principale: greutatea mărită a transformatorului şi pulsațiile mari ale curentului. În practică sunt frecvent utilizate redresoarele bialternanță: cu transformator cu punct median sau în punte.

Problemă de proiectare

La încărcarea bateriilor alcaline se suprapune o componentă alternativă peste curentul continuu pentru a evita polarizarea electrolitului. Să se dimensioneze circuitul de încărcare din fig. 2.8.*a* pentru a obține un curent mediu de încărcare $I_î = 120$mA şi un curent mediu de descărcare $I_d = 40$mA (curentul net de încărcare este dat de diferența celor doi curenți). Se consideră un grup de 2 baterii cu o tensiune totală U_B=3,5V, căderea de tensiune pe dioda în conducție U_D=0,7V, tensiunea alternativă în secundarul transformatorului U_{20}=14V (valoarea efectivă în gol) şi rezistența echivalentă a transformatorului văzută în secundar R_{tr}=17Ω.

Rezolvare Prin dimensionarea circuitului se înțelege calcularea componentelor de circuit care nu se cunosc, în acest caz cele două rezistoare (şi eventuala alegere a diodei). La un rezistor trebuie calculată valoarea rezistenței şi eventual puterea maximă disipată.

Primul pas este analiza funcționării circuitului. După cum s-a arătat în paragraful 2.1.2, la analiza unui circuit cu modelul liniarizat al diodei, se determină inițial nivelul semnalului la care are loc trecerea dintr-o regiune liniară a caracteristicii în alta şi apoi se analizează separat comportarea circuitului pentru fiecare porțiune liniară.

Se consideră inițial dioda blocată şi se obține schema echivalentă a circuitului prezentată în figura 2.8.*b*, în care dioda s-a înlocuit cu o întrerupere de circuit. Dioda se menține blocată cât timp tensiunea pe diodă, u_A, este mai mică decât tensiunea de prag, U_D.

Tensiunea u_A se calculează cu regula divizorului de tensiune aplicată rezistențelor din circuit:

$$u_A = u_{R2} = (u_{20} - U_B)\cdot\frac{R_2}{R_{tr}+R_1+R_2} \le U_D \quad\Rightarrow\quad u_{20} \le \frac{R_{tr}+R_1+R_2}{R_2}\cdot U_D + U_B \cong U_D + U_B\,.$$

Aproximația din relația precedentă va fi verificată după obținerea rezultatelor finale.

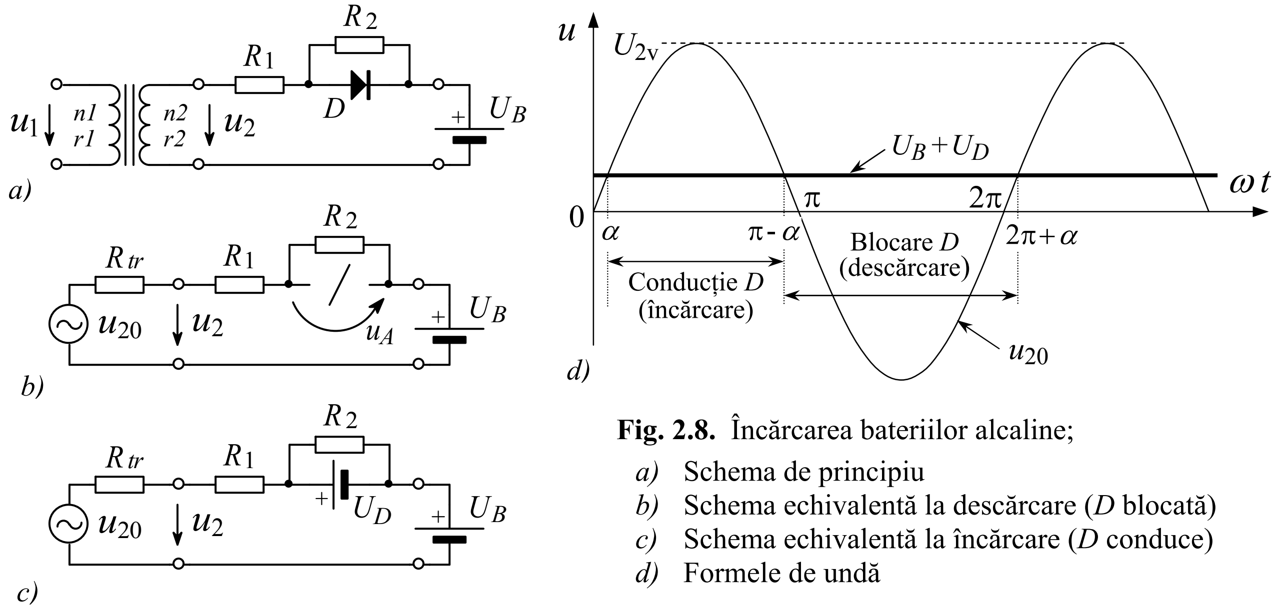


Fig. 2.8. Încărcarea bateriilor alcaline;
a) Schema de principiu
b) Schema echivalentă la descărcare (*D* blocată)
c) Schema echivalentă la încărcare (*D* conduce)
d) Formele de undă

Pentru simplitate se notează $U_{BD}=U_B+U_D$=4,2V. Limita intrării în conducție a diodei este $u_A=U_D$; în acest punct se determină valoarea tensiunii u_{20} şi unghiul de conducție:

$$u_{20} = \sqrt{2}\cdot U_{20}\sin\omega t = U_{2\mathrm{v}}\sin\omega t;\quad U_{2\mathrm{v}}\sin\alpha = U_{BD}\,,\quad \alpha = \arcsin\frac{U_{BD}}{U_{2\mathrm{v}}} = 0{,}214 \text{ radiani.}$$

Circuitul echivalent cu dioda în conducție este prezentat în figura 2.8.*c*, în care dioda s-a înlocuit cu sursa de tensiune echivalentă U_D. Dioda conduce până când tensiunea u_{20} devine mai mică decât U_{BD}, ceea ce are loc la unghiul de blocare $\pi-\alpha$, conform formelor de undă din figura 2.8.*d*. Blocarea diodei durează până la noul unghi de conducție, $2\pi+\alpha$, după care procesul de conducție/blocare al diodei, respectiv de încărcare/descărcare al bateriei se reia.

Curentul de descărcare se calculează în schema din figura 2.8.*b* din legea lui Ohm aplicată celor trei rezistențe din circuit. Pentru aceasta se determină inițial tensiunea medie pe rezistențe în timpul descărcării, prin integrare conform relației:

$$U_{med}^{-} = \frac{1}{2\pi}\int_{\pi-\alpha}^{2\pi+\alpha}\left(U_{2\mathrm{v}}\sin\omega t - U_B\right)d\omega t = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi/2}^{\alpha}\left(U_{2\mathrm{v}}\sin\varphi - U_B\right)d\varphi = -\frac{U_{2\mathrm{v}}\cos\alpha}{\pi} - U_B\left(\frac{1}{2}+\frac{\alpha}{\pi}\right)$$

Curentul prin baterie se consideră în sensul diodei astfel încât curentul de descărcare va fi negativ.

$$I_d = \frac{U_{med}^{-}}{R_1+R_2+R_{tr}} \quad\Rightarrow\quad R_1+R_2 = \frac{U_{med}^{-}}{I_d} - R_{tr} = \frac{-8{,}15}{-0{,}04} - 17 = 187\,\Omega\,.$$

Curentul de încărcare se calculează în schema din figura 2.8.*c* cu ajutorul tensiunii medii pe R_1 care apare la încărcare:

$$U_{med}^{+} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi/2}\left(U_{2\mathrm{v}}\sin\varphi - U_{BD}\right)d\varphi = \frac{U_{2\mathrm{v}}\cos\alpha}{\pi} - U_{BD}\left(\frac{1}{2}-\frac{\alpha}{\pi}\right),\quad I_î = \frac{U_{med}^{+}}{R_1+R_{tr}} + \frac{U_D}{R_2} \cong \frac{U_{med}^{+}}{R_1+R_{tr}}$$

Aproximația din relația precedentă va fi verificată după obținerea rezultatelor finale. Din relația aproximativă rezultă valoarea lui R_1:

$$R_1 = \frac{U^+_{med}}{I_î} - R_{tr} = \frac{4,35}{0,12} - 17 = 19,2 \cong 20\,\Omega, \quad R_2 = (R_1 + R_2) - R_1 = 187 - 20 = 166 \cong 160\,\Omega.$$

Valorile alese pentru rezistoare au fost rotunjite la valoarea standardizată cea mai apropiată.

În final se vor calcula curenții rezultați și se va verifica în ce măsură aproximațiile făcute au afectat rezultatele. Vor fi acceptate devieri de ordinul procentelor față de valorile din enunț, deoarece rezistoarele reale au toleranțe uzuale de 5…10%. Unghiul de conducție este:

$$\alpha = \arcsin \frac{1}{U_{2v}} \left(\frac{R_{tr} + R_1 + R_2}{R_2} U_D + U_B \right) = 0,221$$ iar curenții de descărcare și încărcare:

$$I_d = \frac{U^-_{med}}{R_{tr} + R_1 + R_2} = \frac{8,145}{17 + 20 + 160} = 41,3\,\text{mA}, \quad I_î = \frac{U^+_{med}}{R_1} + \frac{U_D}{R_2} = \frac{4,345}{17+20} + \frac{0,7}{160} = 121,8\,\text{mA}.$$

Deoarece diferențele față de valorile cerute în enunț sunt mici (mai mici de 3,3%) calculele nu mai trebuie reluate.

Calculul puterii disipate în rezistoare se face considerând valoarea efectivă a curentului care le parcurge. Pentru exemplificare se calculează puterea disipată în R_1, P_{dR1}:

$$I_{R1_ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi/2} \left(\frac{U_{2v} \sin\varphi - U_{BD}}{R_1 + R_{tr}} \right)^2 d\varphi + \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\alpha} \left(\frac{U_{2v} \sin\varphi - U_B}{R_1 + R_2 + R_{tr}} \right)^2 d\varphi} = \sqrt{I_1 + I_2},$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi (R_1 + R_{tr})^2} \cdot \left[U^2_{2v} \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\sin 2\alpha}{4} \right) - 2U_{2v} U_{BD} \cos\alpha + U^2_{BD} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) \right] = 0,233\text{m} \cdot 168 = 0,0391$$

$$I_2 = \frac{1}{\pi (R_1 + R_2 + R_{tr})^2} \cdot \left[U^2_{2v} \left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{4} - \frac{\sin 2\alpha}{4} \right) - 2U_{2v} U_{BD} \cos\alpha + U^2_{BD} \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right) \right] = 8,2\mu \cdot 158 = 0,0013$$

$$I_{R1_ef} = \sqrt{0,0391 + 0,0013} = \sqrt{0.0404} = 0.201\text{A}, \quad P_{dR1} = R_1 I^2_{R1_ef} = 20 \cdot 0,0404 = 0,81\text{W}.$$

2.2.3 Redresorul cu transformator cu punct median

Redresorul cu transformator cu punct median constă din două redresoare monoalternanță cu o sarcină comună și un transformator cu două secțiuni identice ale înfășurării secundare ca în figura 2.9.*a*. Cele 2 diode lucrează în antifază. Pe durata alternanței pozitive a intrării, tensiunea u_{21} este pozitivă și $u_{22}\,(=-u_{21})$ este negativă, dioda *D1* este polarizată direct și *D2* este polarizată invers; curentul prin sarcină circulă de la sursă prin *D1*. Pe durata alternanței negative a intrării, *D2* polarizată direct furnizează curentul prin sarcină și *D1* este blocată. Formele de undă ale tensiunilor sunt prezentate în figura 2.9.*b*. Considerând diodele ideale, tensiunea și curentul mediu de ieșire pentru o intrare sinusoidală ($u_{21} = -u_{22} = \sqrt{2}\,U_2 \cdot \sin\omega t = U_{vf} \cdot \sin\omega t$), se pot calcula cu relațiile:

$$U_O = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}\,U_2 \sin\omega t \, d\omega t = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_2}{\pi} = \frac{2 \cdot U_{vf}}{\pi}, \quad I_O = \frac{U_O}{R} \tag{2.10}$$

și sunt duble față de redresorul monoalternanță. La calculul tensiunii medii s-a considerat o perioadă a semnalului de ieșire (jumătate din perioada semnalului de intrare, conform figurii 2.9.*b*).

Diodele utilizate trebuie să suporte cel puțin jumătate din curentul direct, $I_O/2$ şi o tensiune inversă egală cu tensiunea de vârf din toată înfăşurarea secundară, $2\sqrt{2}U_2$. Tensiunea inversă maximă pe dioda blocată apare la vârful sinusoidei şi este practic tensiunea de pe toată înfăşurarea secundară deoarece cealaltă diodă, în conducție, poate fi considerată ca fiind un scurtcircuit.

Dacă se ține seama şi de efectul tensiunii de prag atunci tensiunea medie la ieşire poate fi calculată cu relația aproximativă (conformă cu cea de la redresorul monoalternanță):

$$U_O \cong \frac{2U_{vf}}{\pi} - U_D. \tag{2.11}$$

Fig. 2.9.*a.* Redresorul cu transformator cu punct median; bornele polarizate ale înfăşurărilor sunt marcate cu puncte.

Fig. 2.9.*b.* Formele de undă de la redresorul cu transformator cu punct median.

2.2.4 Redresorul în punte

La redresorul în punte, prezentat în figura 2.10.*a*, cele patru diode redresoare sunt conectate în punte, astfel încât curentul să treacă prin rezistența de sarcină (conectată în una din diagonalele punții) totdeauna în acelaşi sens, indiferent de polaritatea tensiunii de intrare.

Pentru alternanța pozitivă a tensiunii de intrare (u_i>0) diodele *D1* şi *D3* sunt polarizate direct şi curentul trece de la sursă spre sarcină prin aceste diode. În acest timp diodele *D2* şi *D4* sunt blocate, fiind polarizate invers. În cazul alternanței negative a tensiunii de intrare curentul va trece prin diodele *D2* şi *D4*, polarizate direct, iar diodele *D1* şi *D3* vor fi polarizate invers şi deci blocate. Formele de undă ale tensiunilor sunt prezentate în figura 2.10.*b*. Deoarece sunt câte două diode înseriate între intrare şi ieşire (față de o diodă în cazul circuitului anterior), tensiunea de ieşire u_O, va fi mai mică față de cea de intrare cu căderea de tensiune pe două diode.

Tensiunea medie de ieşire se calculează prin integrarea pe o perioadă a semnalului de ieşire (o semiperioadă a semnalului de intrare). Dacă se consideră diodele ideale:

$$U_O = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2}U_i \sin\omega t \, \mathrm{d}\omega t = \frac{2\sqrt{2}U_i}{\pi} = \frac{2U_{vf}}{\pi}, \quad I_O = \frac{U_O}{R}. \tag{2.12}$$

Considerând modelul diodelor cu tensiune de prag se obține o tensiune medie de ieșire:

$$U_O = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi-\alpha}\left(U_{\mathrm{vf}}\sin\omega t - 2U_D\right)\mathrm{d}\,\omega t = \frac{2U_{\mathrm{vf}}}{\pi}\cos\alpha - 2U_D\,\frac{\pi-2\alpha}{\pi}, \tag{2.13}$$

pentru un unghi de conducție al diodelor:

$$\alpha = \arcsin\frac{2U_D}{U_{\mathrm{vf}}}. \tag{2.14}$$

Dacă $\alpha \ll \pi$, ceea ce înseamnă $2U_D \ll U_i$, atunci ecuația precedentă se poate simplifica:

$$U_O \cong \frac{2U_{\mathrm{vf}}}{\pi} - 2U_D. \tag{2.15}$$

Analizând acest rezultat se constată că tensiunea calculată este tensiunea din cazul ideal, conform relației (2.12), din care se scade căderea de tensiune pe diodele aflate în conducție.

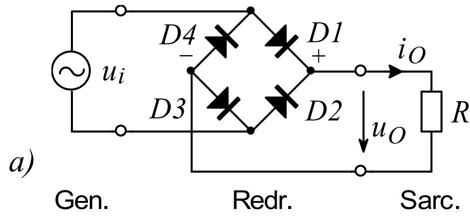
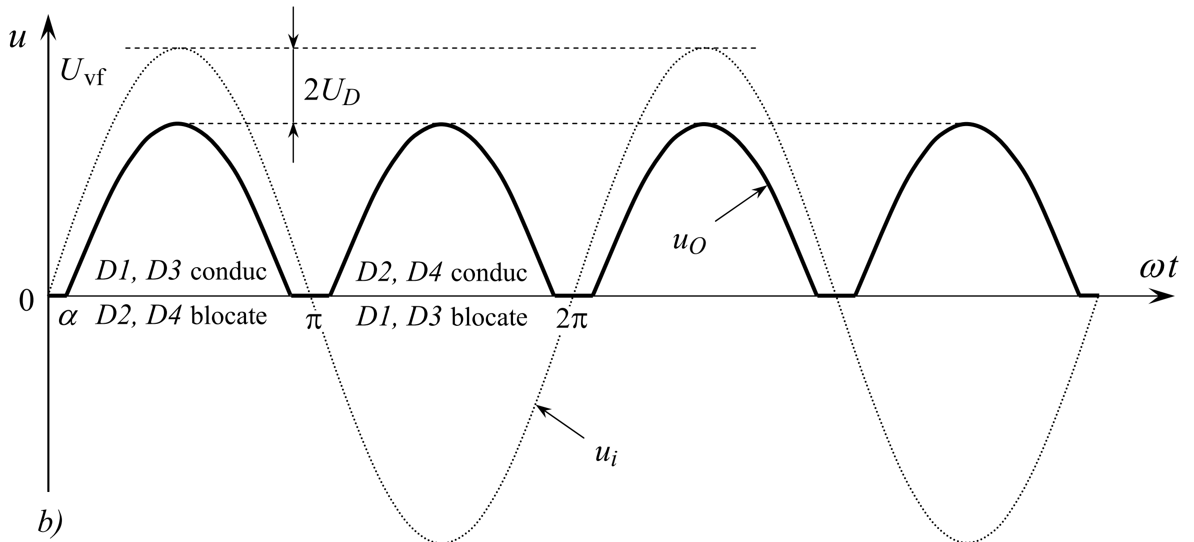


Fig. 2.10. Redresorul în punte – diodele *D1…D4*:
a) Schema de principiu completată cu sursa de tensiune la intrare şi cu sarcina la ieşire;
b) Formele de undă ale redresorului în punte.



Avantajele acestui redresor (versiunea cu transformator) față de redresorul cu transformator cu punct median sunt: consumul redus de cupru din secundarul transformatorului (necesită jumătate din numărul de spire) şi reducerea la jumătate a tensiunii inverse maxime pe diodele blocate. Tensiunea inversă pe dioda *D1*, de exemplu, poate fi determinată din bucla $D1-R-D4$ ca fiind:

$$u_{D1}(\text{invers}) = u_O + u_{D4}(\text{direct}).$$

Valoarea maximă a tensiunii u_{D1} apare la vârful tensiunii u_O şi rezultă din relația:

$$U_{inv_\max} = \left(U_{\mathrm{vf}} - 2\cdot U_D\right) + U_D = U_{\mathrm{vf}} - U_D. \tag{2.16}$$

Diodele utilizate trebuie să suporte cel puțin jumătate din curentul direct, $I_O/2$ (fiecare diodă conduce o jumătate din timpul total de conducție) şi o tensiune inversă mai mare decât $U_{inv_\max}$:

$$I_F \ge I_O/2, \quad V_{RRM} \ge U_{inv_\max}\left(\cong \sqrt{2}\cdot U_i\right). \tag{2.17}$$

Cele 4 diode conectate în punte sunt disponibile comercial încapsulate împreună ca „punți redresoare”. Pe capsulă cele 4 borne sunt marcate cu simbolurile „~” pentru bornele de intrare şi

„+” respectiv „–” pentru bornele de ieşire. Curentul direct şi tensiunea inversă suportate sunt date în catalog, iar uneori rezultă din numele componentei, de exemplu: „1PM8” suportă 1A şi 800V.

Exemplu

Să se determine tensiunea medie la ieşirea redresorului în punte, calculată cu modelul diodei ideale şi cu modelul diodei cu tensiune de prag (U_D=0,7V), dacă tensiunea sinusoidală de intrare are amplitudinea de 5V, 10V şi 20V. Să se compare rezultatele obținute prin diferite metode.

Rezultatele calculelor sunt prezentate în tabelul următor.

$\sqrt{2} \cdot U_i$	U_O, rel.(2.13)	U_O, rel.(2.15)	ε_1 (%)	U_O, rel.(2.12)	ε_2 (%)
5 V	1,91 V	1,78 V	-6,6	3,18 V	+67
10 V	5,03 V	4,97 V	-1,2	6,37 V	+27
20 V	11,36 V	11,33 V	-0,3	12,73 V	+12

Se constată că erorile de calcul sunt mai mici dacă tensiunile din circuit sunt mai mari. Erorile ε_2 introduse cu modelul diodei ideale în cazul unor tensiuni mici sunt inacceptabile. Pentru tensiuni mai mari de 20V erorile sunt mai mici de 12% şi pot fi acceptate uneori. Erorile ε_1 datorate relației simplificate de la modelul diodei cu tensiune de prag sunt suficient de mici pentru ca în practică să se utilizeze relației aproximativă (2.15), care nu presupune calcule trigonometrice.

2.2.5 Redresorul monoalternanță cu filtru capacitiv

Tensiunea continuă pulsatorie obținută cu redresoarele anterioare poate fi folosită doar la încărcarea acumulatoarelor, alimentarea motoarelor de *cc* şi în alte câteva aplicații. Alimentarea circuitelor electronice, de exemplu, necesită o tensiune cât mai constantă, cum este cea furnizată de baterii sau de acumulatoare. Pentru a realiza o astfel de tensiune, semnalele pulsatorii trebuie netezite (filtrate variațiile de *ca* ale semnalului pulsatoriu). Filtrele utilizate pot fi filtre de tip *LC* sau *RC*. Cele mai simple filtre sunt filtrele cu inductanță (L), care netezesc variațiile curentului şi filtrele capacitive (C) care netezesc variațiile tensiunii. În practica alimentării circuitelor electronice cele mai folosite filtre sunt filtrele capacitive, care constau dintr-o capacitate de valoare mare, conectată în paralel cu circuitul de sarcină. Se va analiza inițial cazul redresorului monoalternanță, din figura 2.11.*a*, pentru a ilustra principiul şi apoi se va extinde conceptul la redresorul bialternanță.

Formele de undă ale tensiunii (în regim permanent), pentru cazul unui semnal sinusoidal de intrare sunt prezentate în figura 2.11.*b*. Componentele circuitului (sursa, dioda şi condensatorul) s-au considerat ideale iar sarcina s-a presupus a fi pur rezistivă (R).

În cazul în care rezistența de sarcină R lipseşte, condensatorul se va încărca la valoarea maximă a tensiunii de intrare (în timpul primei alternanțe pozitive). După atingerea valorii de vârf, tensiunea de intrare scade şi dioda se blochează. Teoretic, sarcina înmagazinată în condensator şi deci şi tensiunea pe condensator rămân constante. Astfel, tensiunea de ieşire va fi egală cu valoarea de vârf pozitivă a intrării şi de aceea circuitul se mai numeşte şi redresor de vârf. Tensiunea inversă maximă pe diodă este dublul tensiunii de vârf de la intrare.

În cazurile practice, în care rezistența de sarcină are o valoare finită, condensatorul se încarcă tot la valoarea de vârf pozitivă a intrării, însă, odată cu blocarea diodei (datorită scăderii tensiunii de intrare) condensatorul se va descărca prin rezistența de sarcină R. Condensatorul se descarcă până când tensiunea la intrare depăşeşte tensiunea pe condensator. În acest moment dioda se deschide din nou şi condensatorul se încarcă la valoarea de vârf a intrării după care procesul se repetă. Pentru a menține tensiunea la ieşire cât mai constantă condensatorul trebuie ales cât mai mare astfel încât constanta de timp RC să fie mult mai mare decât timpul de descărcare (timp care este ceva mai mic decât perioada semnalului T).

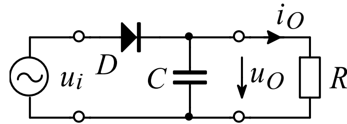


Fig. 2.11.*a*. Redresorul monoalternanță cu filtru C; Circuitul este completat cu sursa de tensiune la intrare şi cu sarcina la ieşire.

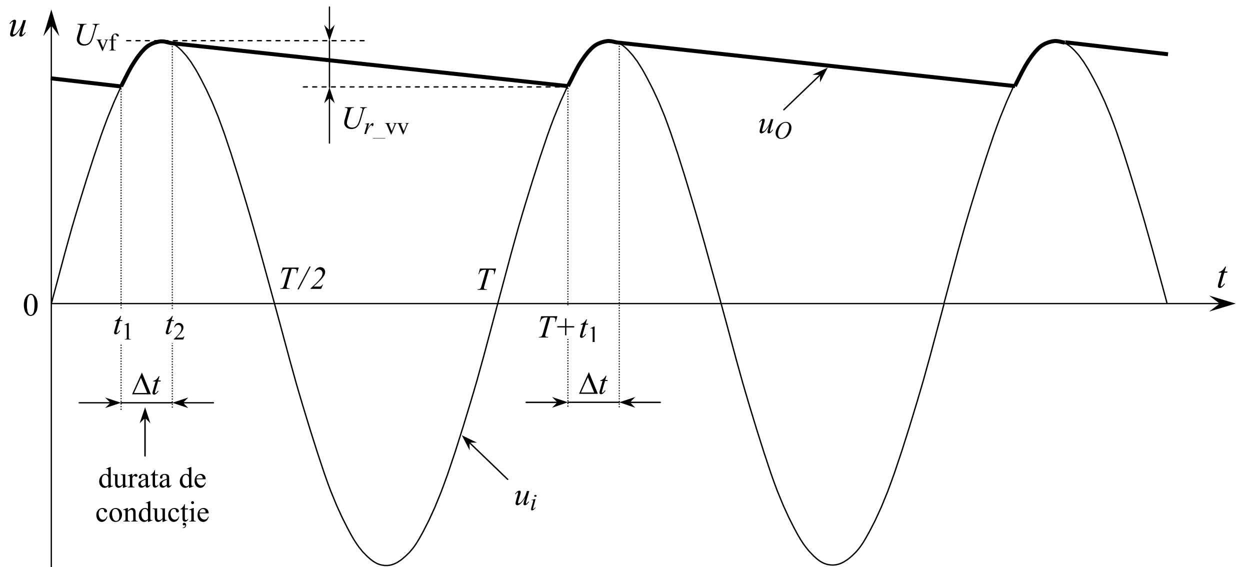


Fig. 2.11.*b*. Formele de undă de la redresorul monoalternanță cu filtru capacitiv (cazul ideal cu $RC=5T$)

Analiza în detaliu a circuitului permite determinarea mărimilor de interes: valoarea minimă şi medie a tensiunii de ieşire şi factorul de ondulație.

Dioda conduce în intervalul de conducție Δt între momentele t_1 şi t_2 (conform figurii 2.11.*b*). În acest timp tensiunea de ieşire va fi egală cu cea de intrare (pentru o diodă ideală) şi condensatorul se încarcă la valoarea de vârf a tensiunii de intrare. Deoarece $RC >> T$, durata de conducție a diodei este mult mai mică decât perioada semnalului ($\Delta t \ll T$). Curenții din circuit sunt:

$$i_O = \frac{u_O}{R}, \quad i_A = i_C + i_O = C\frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t} + i_O \quad \left(u_C = u_O = u_i,\ \text{dioda ideală conduce}\right). \qquad (2.18)$$

Dioda se blochează la momentul t_2, imediat după maximul tensiunii de intrare. Valoarea exactă a lui t_2 poate fi calculată anulând curentul i_A prin diodă, în ecuația (2.18). Între momentele t_2 şi $T+t_1$ dioda blocată izolează sursa de sarcină şi condensatorul se descarcă exponențial pe R:

$$u_O = \sqrt{2}\,U_i \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) = U_{\mathrm{vf}} \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right). \qquad (2.19)$$

Deoarece $\Delta t \ll T$, descărcarea condensatorului durează aproape întreaga perioadă a semnalului: $T+t_1-t_2=T-\Delta t \cong T$. La sfârşitul perioadei de descărcare tensiunea la ieşire va fi minimă:

$$u_{O\min} = U_{\mathrm{vf}} \cdot \exp\left(-\frac{T-\Delta t}{RC}\right) \cong U_{\mathrm{vf}} \cdot \exp\left(-\frac{T}{RC}\right). \qquad (2.20)$$

Întrucât $T \ll RC$, se poate utiliza aproximația: $\exp(-T/RC) \cong 1 - T/RC$ şi se obține (din relația anterioară) valoarea vârf la vârf a tensiunii de ondulație (sau riplu):

$$u_{O\min} = U_{\text{vf}} - U_{r_\text{vv}} \cong U_{\text{vf}}\left(1 - \frac{T}{RC}\right) \quad \Rightarrow \quad U_{r_\text{vv}} \cong U_{\text{vf}}\,\frac{T}{RC}\,. \tag{2.21}$$

Tensiunea medie la ieşire se poate calcula ca medie a valorilor extreme ale u_O:

$$U_O = \frac{U_{\text{vf}} + u_{O\min}}{2} = U_{\text{vf}} - \frac{U_{r_\text{vv}}}{2} = U_{\text{vf}}\left(1 - \frac{T}{2RC}\right). \tag{2.22}$$

Factorul de ondulație al unei tensiunii este valoarea efectivă a componentei pulsatorii raportată la valoarea medie (componenta de *cc*) a acelei tensiuni. Componenta pulsatorie a tensiunii de la ieşirea redresorului cu filtru capacitiv are o formă aproximativ triunghiulară. Se poate demonstra că pentru o tensiune triunghiulară: $U_{\text{vf}}/U_{\text{ef}} = \sqrt{3}$. Factorul de ondulație γ este:

$$\gamma = \frac{U_{r_\text{ef}}}{U_O} = \frac{U_{r_\text{vv}}}{2\sqrt{3}\cdot U_O} \cong \frac{T}{\sqrt{3}\cdot(2RC - T)} \quad \left(\cong \frac{1}{2\sqrt{3}}\cdot\frac{T}{RC}\right). \tag{2.23}$$

Se observă că pentru a obține un factor de ondulație cât mai mic trebuie maximizat produsul *RC*. Deoarece durata de blocare a diodei este de fapt mai mică decât perioada, rezultatele obținute sunt acoperitoare, deci factorul de ondulație real este mai mic decât cel calculat.

O altă metodă de calcul se bazează pe calcularea variației sarcinii primite de condensator în timpul încărcării şi a variației sarcinii cedate de condensator în timpul descărcării:

$$\Delta Q_{\text{înc}} = C\cdot\Delta u_C = C\cdot U_{r_\text{vv}}\,, \qquad \Delta Q_{\text{desc}} = I_O\cdot\Delta t_{\text{desc}} \cong I_O\cdot T\,. \tag{2.24}$$

Pe baza principiului conservării sarcinii electrice se obține variația tensiunii pe sarcină:

$$\Delta Q_{\text{desc}} = \Delta Q_{\text{înc}} \quad \Rightarrow \quad U_{r_\text{vv}} = \frac{I_O\cdot T}{C} = \frac{2\pi\cdot I_O}{\omega C} = 2\pi\cdot I_O\cdot X_C\,. \tag{2.25}$$

Calculând tensiunea medie de ieşire se obține **caracteristica externă a redresorului**, care arată dependența tensiunii medii de ieşire de curentul mediu de ieşire:

$$U_O = U_{\text{vf}} - \frac{U_{r_\text{vv}}}{2} = U_{\text{vf}} - I_O\cdot\pi\cdot X_C = U_{\text{vf}} - I_O\cdot R_i\,. \tag{2.26}$$

Caracteristica externă a redresorului, conformă cu ecuația precedentă, este reprezentată în figura 2.12. Rezistența internă a redresorului monoalternanță ideal (alcătuit din elemente ideale) este proporțională cu reactanța capacitivă a condensatorului: $R_i = \pi X_C$.

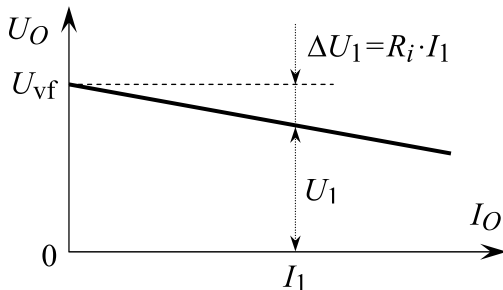


Fig. 2.12. Caracteristica externă a redresorului ideal cu filtru capacitiv;
S-au figurat tensiunea medie U_1 şi căderea de tensiune ΔU_1 pe R_i, care apar la curentul I_1.

Observație: Durata de conducție a diodei Δt se poate determinarea cu $u_{O\min}$ calculat din (2.21), $u_{O\min} = U_{\text{vf}}\cos\alpha$, $\alpha = \arccos\dfrac{u_{O\min}}{U_{\text{vf}}}$ şi $\Delta t = \alpha\dfrac{T}{2\pi}$ (cu α in radiani). Cu: $U_{r_\text{vv}} = \dfrac{T - \Delta t}{RC}$ se pot calcula mai exact parametrii redresorului. În practică, un astfel de calcul nu se justifică datorită impreciziei componentelor (toleranța la un condensator de filtrare cu Al poate fi –10%…+50%).

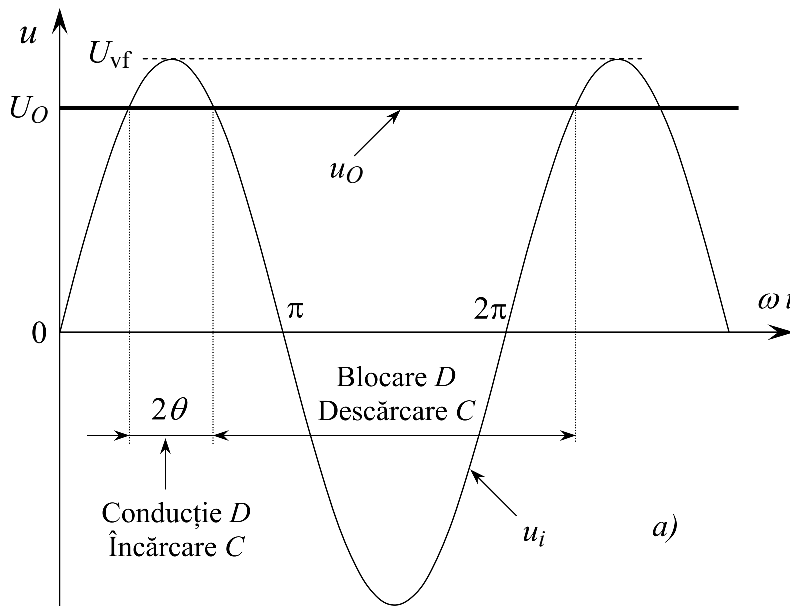
Efectul rezistenţei interne a sursei şi al tensiunii de prag a diodei

În cazul cel mai des întâlnit în practică, al redresorului cu transformator de intrare, rezistenţa internă a sursei poate fi considerată egală cu rezistenţa echivalentă a transformatorului văzută în secundar, R_{tr} din relaţia (2.9): $R_i = R_{tr}$. (2.27)

Pentru simplitate se va considera cazul unui condensator infinit şi al unei diode ideale, caz în care ondulaţiile la ieşire sunt nule, conform relaţiei (2.21). Formele de undă pentru acest caz sunt prezentate în figura 2.13.*a*, în care s-au reprezentat tensiunile în funcţie de unghiul ωt.

Dacă se notează cu θ semiunghiul de conducţie al diodei (conform figurii) atunci tensiunea şi curentul de ieşire se pot determina cu relaţiile:

$$U_O = U_{\text{vf}} \cos\theta, \qquad I_O = \frac{U_O}{R} = \frac{U_{\text{vf}} \cos\theta}{R}. \tag{2.28}$$



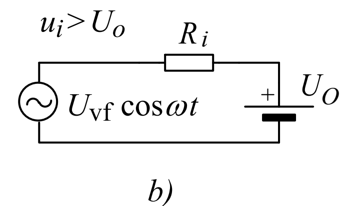


Fig. 2.13. Redresorul cu *C* infinit şi R_i finită
a) Formele de undă
b) Schema echivalentă valabilă în timpul încărcării capacităţii

Schema echivalentă în timpul încărcării, pentru $u_i > U_O$, este prezentată în figura 2.13.*b*. Pentru a calcula semiunghiul de conducţie θ, se va folosi principiul conservării energiei electrice aplicat sursei de tensiune echivalentă de la ieşirea redresorului. Surplusul de curent primit de sursa echivalentă pe durata unei perioade este egal cu curentul furnizat de aceeaşi sursă către sarcină. Curentul de încărcare se determină prin integrare conform schemei din figura 2.13.*b*:

$$I_{\text{înc}} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\theta} \frac{U_{\text{vf}} \cdot \cos\omega t - U_{\text{vf}} \cos\theta}{R_i} d\omega t = \frac{U_{\text{vf}}}{\pi \cdot R_i} \left(\sin\theta - \theta \cos\theta \right). \tag{2.29}$$

Prin egalarea celor doi curenţi $I_{\text{înc}} = I_{\text{desc}}$ $(= I_O)$ se obţine:

$$\frac{U_{\text{vf}}}{\pi \cdot R_i} \left(\sin\theta - \theta \cos\theta \right) = \frac{U_{\text{vf}} \cos\theta}{R} \quad \Rightarrow \quad \frac{R_i}{R} = \frac{tg\theta - \theta}{\pi} = k_i. \tag{2.30}$$

Raportul dintre rezistenţa internă şi rezistenţa de sarcină s-a notat cu k_i. Unghiul θ se poate determina din reprezentarea grafică a funcţiei $k_i(\theta)$. Explicitarea funcţiei inverse se poate face prin liniarizarea funcţiei reprezentată la scară logaritmică. Pentru k_i=0,03…0,4 funcţia aproximată este:

$$\theta = 0{,}96 \cdot \lg k_i + 2{,}4 \quad [\text{radiani}]. \tag{2.31}$$

Pentru a ţine seama de căderea de tensiune pe diodă, U_D, se consideră o tensiune maximă redusă la intrarea redresorului: $(U_{\text{vf}} - U_D)$ în locul tensiunii U_{vf}.

2.2.6 Redresoare bialternanță cu filtru capacitiv

Redresoarele bialternanță pot fi realizate folosind schema cu transformator cu punct median sau schema în punte. Pentru a obține redresoare cu filtru capacitiv se completează circuitele din figurile 2.9.*a* sau 2.10.*a* cu o capacitate la ieşire, în paralel cu sarcina R. Capacitatea trebuie să fie mare, astfel încât constanta de timp a circuitului să fie mult mai mare decât perioada semnalului de la ieşire: $RC \gg T/2$. Frecvența ondulației de la ieşire este dublul frecvenței semnalului de intrare; forma semnalului la ieşire este prezentată în figura 2.14. Rezultatele de la redresorul monoalternanță se pot utiliza ținând seama de modificarea perioadei ondulațiilor de la ieşire; în principiu se înlocuieşte perioada semnalului de intrare T cu $T/2$.

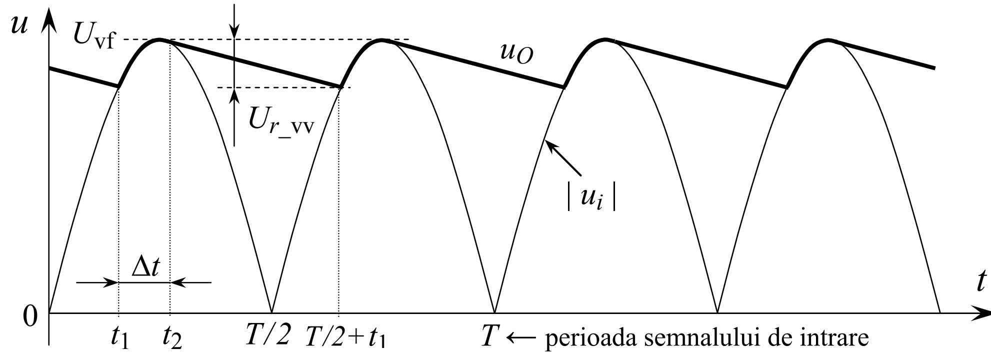


Fig. 2.14. Formele de undă la redresorul bialternanță cu filtru capacitiv (cazul ideal cu $RC \cong 2{,}5T$)

Tensiunea vârf la vârf a ondulației (riplului) se poate calcula cu relația:

$$U_{r_vv} \cong U_{vf} \frac{T}{2 \cdot RC} \qquad \text{şi valoarea efectivă} \qquad U_r \cong \frac{U_{r_vv}}{2\sqrt{3}}, \tag{2.32}$$

de unde rezultă tensiunea medie şi factorul de ondulație la ieşire:

$$U_O = U_{vf} - \frac{U_{r_vv}}{2} = U_{vf}\left(1 - \frac{T}{4RC}\right), \qquad \gamma = \frac{U_r}{U_O} \cong \frac{T}{\sqrt{3} \cdot (4RC - T)} \quad \left(\cong \frac{1}{4\sqrt{3}} \cdot \frac{T}{RC}\right). \tag{2.33}$$

Dacă se compară aceste expresii cu cele de la redresorul monoalternanță se observă că este necesară o capacitate cu valoare înjumătățită pentru a obține acelaşi efect de filtrare.

Efectul tensiunii de prag a diodelor şi al rezistenței interne a sursei

Analiza precedentă a presupus implicit un circuit realizat cu elemente ideale. Dacă se ține cont de tensiunea pe diode, tensiunea de vârf a sursei U_{vf} trebuie înlocuită cu $(U_{vf} - U_D)$ pentru redresorul cu transformator cu punct median, respectiv cu $(U_{vf} - 2U_D)$ pentru redresorul în punte.

La redresoarelor cu transformator, rezistența internă a sursei ($R_i \cong R_{tr}$) devine un element definitoriu al tensiunii de ieşire:

$$U_O = U_{vf} \cos\theta, \tag{2.34}$$

unde θ este semiunghiul de conducție al diodelor. Cu metoda de la redresorul monoalternanță, se obține o relație între k_i (raportul dintre rezistența internă şi rezistența de sarcină) şi θ:

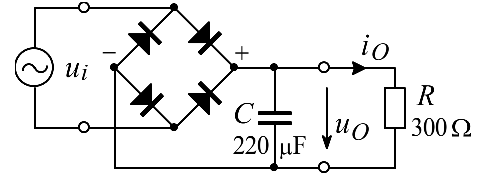
$$k_i = \frac{R_i}{R} = 2 \cdot \frac{tg\theta - \theta}{\pi}, \quad \text{sau} \quad \theta \cong 0{,}48 \cdot \lg k_i + 1{,}2 \text{ [radiani]}. \tag{2.35}$$

Relația aproximativă este valabilă pentru $k_i = 0{,}04 \ldots 0{,}3$ cu o eroare mai mică decât 2%.

Relațiile precedente care presupun un condensator de filtrare de valoare foarte mare (teoretic infinit) se dovedesc a fi suficient de exacte şi în cazul circuitelor uzuale (cu condiția ca $RC \gg T$).

Problemă de analiză

Dacă tensiunea de intrare este: $u_i = 30\sin 100\pi t$ (V) şi componentele redresorului din figură se presupun ideale:



a) să se determine tensiunea pulsatorie şi tensiunea medie de ieşire precum şi factorul de ondulaţie;

b) să se redimensioneze condensatorul de filtrare pentru a obține un factor de ondulație de 1%.

Rezolvare: Punctul *a*) presupune o aplicare directă a relațiilor (2.32) şi (2.33). Astfel tensiunea ondulatorie vârf la vârf şi efectivă este:

$$U_{r_vv} \cong U_{vf}\frac{T}{2\cdot RC} = 30\cdot\frac{20m}{2\cdot 300\cdot 220\mu} = 30\cdot 0{,}15 = 4{,}5\text{V}\,,\quad U_r = \frac{U_{r_vv}}{2\cdot\sqrt{3}} = 1{,}3\text{V}\,,$$

iar tensiunea de ieşire şi factorul de ondulație sunt:

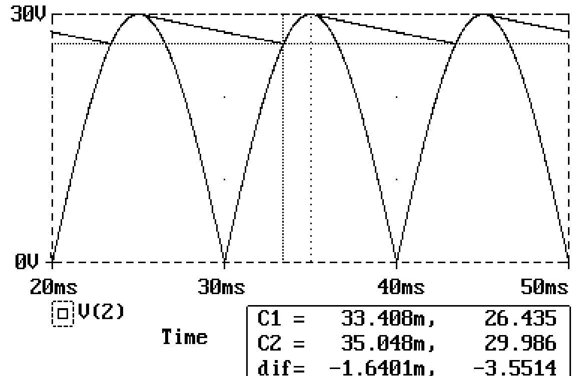
$$U_O = U_{vf}\left(1-\frac{T}{4RC}\right) = 30\cdot\left(1-\frac{0{,}15}{2}\right) = 27{,}7\text{V}\,,\qquad \gamma = \frac{U_r}{U_O} = \frac{1.3}{27.7} = 0{,}047 = 4{,}7\%\,.$$

Punctul *b*) este în fapt o problemă de proiectare. Capacitatea care conduce la un anumit factor de ondulație se calculează din formula (2.33) prin explicitarea lui *C* din formulă. Se va utiliza indicele „*b*" pentru valorile specifice punctului *b*.

$$C_b = \frac{T}{4R}\left(1+\frac{1}{\sqrt{3}\cdot\gamma_b}\right) = \frac{20m}{4\cdot 300}\left(1+\frac{1}{\sqrt{3}\cdot 0{,}01}\right) = 16{,}7\mu\cdot 58{,}7 = 979\mu\text{F} \cong 1000\,\mu\text{F}\,.$$

O metodă mai expeditivă, cu grad de aproximație rezonabil, se bazează pe proporționalitatea (aproximativă) dintre capacitățile de filtrare şi inversele factorilor de ondulație:

$$C_b = C\cdot\frac{\gamma}{\gamma_b} = 220\mu\cdot\frac{4{,}7}{1} = 1034\mu\text{F} \cong 1000\,\mu\text{F}\,.$$



Verificarea metodei:

Rezultatele obținute prin **simularea circuitului** (din figura alăturată) diferă destul de mult de cele calculate. Astfel la punctul *a*) valoarea vârf la vârf a tensiunii ondulatorii este de 3,6 V față de 4,5 V cât a rezultat din calcul.

În procente această diferență este: $\dfrac{U_{r_vv\,(calc)} - U_{r_vv\,(sim)}}{U_{r_vv\,(sim)}}\cdot 100 = \dfrac{0{,}9}{3{,}6} = +25\%$

Această diferență se datorează neglijării duratei de conducție a diodelor. S-a presupus că timpul de descărcare al condensatorului (între două încărcări succesive) este jumătate din perioada semnalului de intrare, $T/2 = 10$ms. Dacă se ține seama de durata de conducție a diodelor, care este de circa 1,6 ms (conform simulării), durata descărcării condensatorului este de 8,4 ms (restul semiperioadei); tensiunea de ondulație vârf la vârf corectată este:

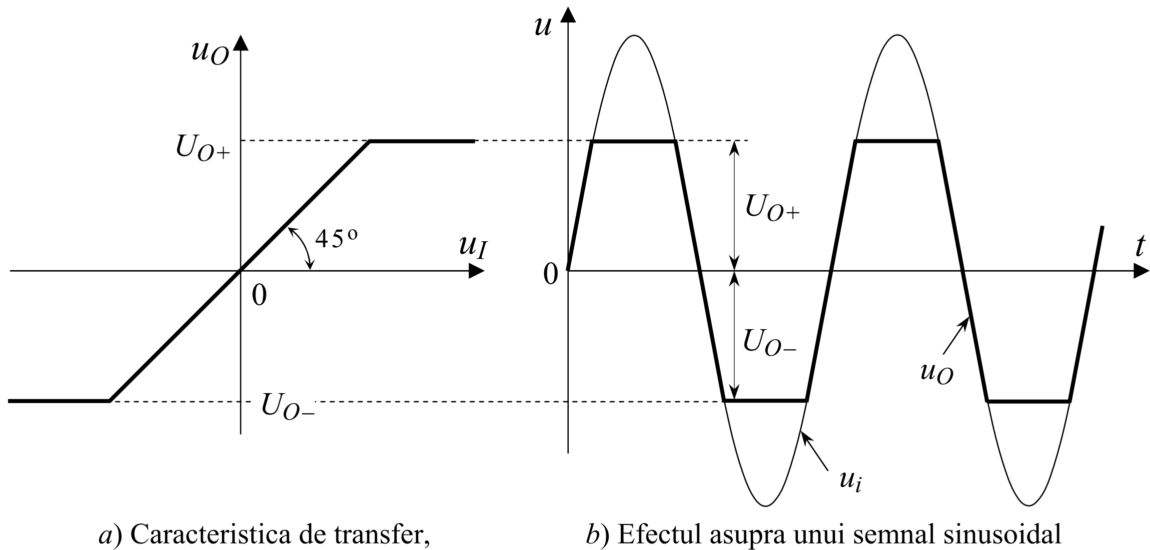
$$U_{r_vv\,(cor)} = U_{r_vv\,(calc)}\cdot\frac{t_{C(sim)}}{T/2} = 4{,}5\cdot\frac{8{,}4m}{10m} = 3{,}8\text{V} = U_{r_vv(sim)} + 5\%\,.$$

Concluzia care se impune este că rezultatele obținute conform metodei de calcul prezentate pot avea o eroare relativă mare (25% în acest caz). **Rezultatele sunt** însă întotdeauna **acoperitoare**, în sensul că ondulația calculată este mai mare decât cea realizată, deoarece la calcule se consideră durata de descărcare maximă posibilă. Practic, alegerea unui condensator mai mare decât cel necesar conduce la ondulații mai reduse (decât cele calculate) ceea ce este mai convenabil. Un calcul mai exact ar fi dificil şi nu se justifică practic datorită toleranțelor mari ale condensatoarelor de filtrare (de exemplu pentru condensatoare electrolitice cu Al toleranța poate fi: –10%…+50%).

2.2.7 Circuite de limitare cu diode

Pentru a tăia porțiuni ale unui semnal deasupra sau dedesubtul unui anumit nivel se pot utiliza circuite cu diode numite limitatoare sau circuite de tăiere. Caracteristica de transfer a unui limitator pasiv (fără elemente active de amplificare) este dată în figura 2.15.*a*. Pentru simplitate se consideră cazul unui circuit cu factor de transfer unitar (pentru tensiunile aflate între limitele extreme). Această caracteristica poate fi exprimată analitic astfel:

$$\begin{cases} u_O = U_{O+} & \text{dacă} \quad u_I \geq U_{O+} \\ u_O = u_I & \text{dacă} \quad U_{O-} < u_I < U_{O+} \\ u_O = U_{O-} & \text{dacă} \quad u_I \leq U_{O-} \end{cases} . \tag{2.36}$$

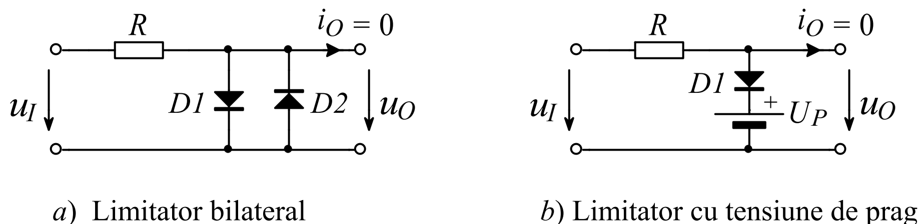


a) Caracteristica de transfer, *b*) Efectul asupra unui semnal sinusoidal

Fig. 2.15. Limitator bilateral simetric pasiv:

Cel mai simplu limitator de acest tip se poate realiza cu două diode conectate ca în figura 2.16.*a*. Considerând tensiunea de prag a diodelor U_D, funcționarea circuitului poate fi descrisă cu ecuațiile:

$$\begin{cases} u_O = U_D & \text{dacă} \quad u_I \geq U_D & ; \text{ conduce } D1, D2 \text{ este blocată} \\ u_O = u_I & \text{dacă} \quad -U_D < u_I < U_D & ; \text{ ambele diode sunt blocate} \\ u_O = U_D & \text{dacă} \quad u_I \leq -U_D & ; \text{ conduce } D2, D1 \text{ este blocată} \end{cases} . \tag{2.37}$$



a) Limitator bilateral *b*) Limitator cu tensiune de prag

Fig. 2.16. Limitatoare simple cu diode

Rezistența R este introdusă în circuit pentru a prelua diferența de tensiune dintre intrare şi ieşire atunci când tensiunea de intrare este în afara valorilor limită. Dacă tensiunea este între cele două valori limită, căderea de tensiune pe R este nulă deoarece curentul prin R este nul (curenții prin diodele blocate au valoarea practic zero şi curentul de ieşire este nul – ieşirea este în gol):

$$i_R = i_{D1} - i_{D2} + i_O = 0 - 0 + 0 = 0 \quad \Rightarrow \quad u_O = u_I - u_R = u_I - R \cdot i_R = u_I \,.$$

Circuite de limitare bilaterale cu diode sunt utilizate la intrarea amplificatoarelor de semnal mic (pentru a limita impulsurile accidentale la cel mult 0,7V, protejând astfel amplificatorul) sau la intrarea voltmetrelor electronice pentru a reduce pericolul de distrugere al acestora în cazul aplicării unei tensiuni în afara domeniului de măsură.

Dacă tensiunile normale la intrarea circuitului protejat au valori mai mari decât tensiunea de deschidere a diodei, atunci se poate utiliza limitatorul cu tensiune de prag, care este prezentat în figura 2.16.*b* în varianta unipolară (care limitează tensiunile pozitive, în acest caz). Şi acest limitator lucrează în gol, adică fără sarcină conectată la ieşire (eventualul circuit conectat la ieşire are o rezistență internă foarte mare şi absoarbe un curent practic nul). Cele două stări posibile ale circuitului depind de starea diodei. Considerând modelul diodei cu tensiune de prag rezultă:

$$\begin{cases} u_O = u_I & \text{dacă} \quad u_I < U_D + U_P \quad ; \ \text{dioda este blocată} \\ u_O = U_D + U_P & \text{dacă} \quad u_I \geq U_D + U_P \quad ; \ \text{dioda conduce} \end{cases} . \qquad (2.38)$$

Caracteristica de transfer a limitatorului cu tensiune de prag, trasată în figura 2.17.*c*, este graficul funcției descrisă pe porțiuni de relațiile precedente.

Schemele echivalente ale limitatorului din figura 2.17.*a* şi *b* sunt utile la analiza circuitului.

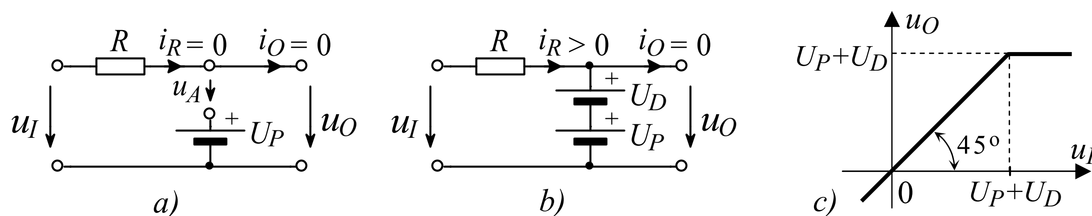


Fig. 2.17. Limitatorul cu tensiune de prag. Schemele echivalente:
a) cu dioda blocată, *b)* cu dioda în conducție. *c)* Caracteristica de transfer

Analiza circuitului este principial identică cu cea de la problema definită în figura 2.8. Se consideră inițial dioda blocată şi se înlocuieşte cu o întrerupere de circuit, figura 2.17.*a*. Dioda se menține blocată cât timp tensiunea pe diodă u_A, este mai mică decât tensiunea de prag U_D.

$$u_A = u_I - R \cdot i_R - U_P < U_D \ \text{, } D \text{ este blocată, } i_A = 0,\ \ i_R = i_A + i_O = 0 \ \text{ şi din:}$$

$$u_A = u_I - U_P < U_D \ \Rightarrow \ u_I < U_D + U_P \quad \text{şi} \quad u_O \left(= u_I - R \cdot i_R \right) = u_I \,.$$

La limita intrării în conducție a diodei, $u_A = U_D$, curentul prin diodă este încă nul, căderea de tensiune pe R este nulă, $u_A = u_I - R \cdot i_R - U_P = u_I - U_P$ şi $u_I = U_D + U_P$. Creşterea tensiunii de intrare peste această valoare conduce la apariția unui curent prin rezistență şi prin diodă; dioda în conducție se înlocuieşte cu sursa de tensiune U_D, ca în figura 2.17.*b*:

$$u_I > U_D + U_P \Rightarrow \ i_R = i_A > 0,\ \ D \text{ conduce, } \ u_A = U_D\,, \quad u_O \left(= u_A + U_P \right) = U_D + U_P \,.$$

Circuitele de limitare pot avea diferite configurații în funcție de nivelele semnalului care trebuie îndepărtate. Un exemplu de circuit de limitare este analizat în problema următoare.

Problemă de analiză

Pentru circuitul din figura 2.18.*a* se consideră U_D=0.6V şi U_1=3V.

a) Să se exprime analitic şi să se reprezinte grafic caracteristica de transfer $u_O(u_I)$ a circuitului;

b) Să se exprime analitic şi să se reprezinte grafic tensiunea de ieşire pentru o tensiune de intrare sinusoidală: $u_i = \sqrt{2}\,U_i \cdot \sin\omega t = 6\sin(100\pi \cdot t)\,\mathrm{V}$.

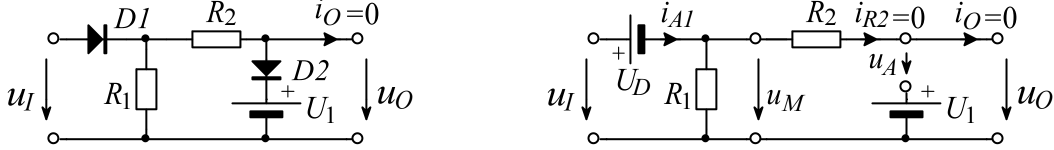


Fig. 2.18. *a)* Schema de principiu, *b)* Schema echivalentă cu *D*1 în conducţie şi *D*2 blocată

Rezolvare: Primul pas este analiza problemei. Circuitul este compus din redresorul monoalternanţă $D1$-R_1 şi limitatorul cu tensiune de prag R_2-$D2$-U_1. Se notează cu u_M tensiunea mediană, dintre cele două circuite. O posibilitate de analiză ar fi studierea succesivă a celor două circuite şi combinarea rezultatelor. Varianta propusă va analiza circuitul în totalitate în funcţie de stările posibile ale celor două diode.

O observaţie utilă pentru înţelegerea funcţionării se referă la relaţiile cauză-efect din circuit; cauza apariţiei curenţilor în circuit sunt sursele de tensiune. În acest caz sursa de tensiune se presupune că există implicit la intrare, chiar dacă nu este figurată ca atare. Sursa U_1 este o sursă pasivă datorită diodei *D*2; aceasta înseamnă că U_1 nu poate furniza curent decât atunci când o sursă externă (u_I) deschide dioda *D*2. La ieşirea circuitului, notaţia u_O nu semnifică existenţa unei surse de tensiune ci este doar denumirea care permite identificarea respectivei tensiuni (se poate imagina un voltmetru ideal care măsoară respectiva tensiune).

Deoarece circuitul conţine două diode şi fiecare diodă poate avea două stări (blocată sau în conducţie) sunt posibile patru variante, care vor fi analizate în continuare. Dacă ambele diode sunt blocate, curentul prin acestea este nul, $i_{A1}=i_{A2}=0$. Sursa U_1 nu poate furniza curent prin dioda *D*2 blocată. Curentul spre ieşire este şi el nul conform datelor iniţiale ale problemei (circuitul lucrează în gol). De aceea, cât timp *D*1 este blocată curentul prin R_1 este nul: $i_{R2}=i_O+i_{A2}=0$, $i_{R1}=i_{A1}-i_{R2}=0$ şi tensiunea mediană este nulă: $u_M=R_1\cdot i_{R1}=0$. Pe de altă parte curentul prin R_2 este nul, de aceea şi tensiunea de ieşire va fi nulă: $u_O=u_M-R_2\cdot i_{R2}=0$. *D*1 este blocată pentru $u_{A1}<U_D$, adică $u_{A1}=u_I-R_1\cdot i_{R1}=u_I<U_D$.

La limita intrării în conducţie a diodei *D*1, curentul prin diodă este încă nul şi căderea de tensiune pe R_1 este nulă: $u_{A1}=u_I-R_1\cdot i_{R1}=u_I=U_D$. Pentru $u_I>U_D$ *D*1 intră în conducţie, $u_{A1}=U_D$ şi tensiunea mediană $u_M=u_I-u_{A1}$ devine $u_M=u_I-U_D$. Limitatorul cu tensiune de prag, R_2-$D2$-U_1, are tensiunea u_M la intrare şi u_O la ieşire şi funcţionează conform relaţiilor (2.38). Pragul de conducţie al diodei *D*2 este la tensiunea $u_M=U_1+U_D=u_I-U_D$ adică $u_I=U_1+2U_D$. Funcţionarea circuitului poate fi descrisă cu relaţiile:

$$\begin{cases} u_O = u_M = 0 & \text{dacă} \quad u_I < U_D & \text{, ambele diode sunt blocate;} \\ u_O = u_I - U_D & \text{dacă} \quad U_D \le u_I < 2\cdot U_D + U_1 & \text{, conduce } D1\text{; } D2 \text{ este blocata;} \\ u_O = U_D + U_1 & \text{dacă} \quad u_I \ge 2\cdot U_D + U_1 & \text{, conduc ambele diode.} \end{cases}$$

Cea de-a patra combinaţie principial posibilă, *D*1 blocată şi *D*2 în conducţie nu se poate realiza în cazul acestui circuit; pentru *D*1 blocată, u_M=0, situaţie în care şi *D*2 este blocată.

Ținând seama de valorile tensiunilor date în enunțul problemei caracteristica statică este descrisă analitic de ecuațiile:

$$\begin{cases} u_O = 0 & \text{dacă} \quad u_I < 0{,}6\text{V} \\ u_O = u_I - 0{,}6\text{V} & \text{dacă} \quad 0{,}6\text{V} \le u_I < 4{,}2\text{V} \\ u_O = 3{,}6\text{V} & \text{dacă} \quad u_I \ge 4{,}2\text{V} \end{cases} .$$

Reprezentarea caracteristicii de transfer a circuitului din figura alăturată este de fapt o reprezentare grafică a acestui sistem de ecuații (o funcție matematică descrisă pe porțiuni).

Forma analitică a tensiunii de ieşire se obține înlocuind tensiunea u_I, în sistemul de ecuații anterior, conform enunțului. Unghiurile de deschidere ale diodelor şi respectiv momentele de timp la care diodele se deschid se calculează cu relațiile:

$$u_{i1} = 6\sin\alpha_1 = 6\sin(100\pi \cdot t_1) = 0{,}6 \Rightarrow \alpha_1 = \arcsin\frac{0{,}6}{6} = 0{,}1\,\text{rad}, \quad t_1 = \frac{0{,}1}{100\pi} = 0{,}32\,\text{ms},$$

$$u_{i2} = 6\sin\alpha_2 = 6\sin(100\pi \cdot t_2) = 4{,}2 \Rightarrow \alpha_2 = \arcsin\frac{4{,}2}{6} \cong 0{,}78\,\text{rad}, \quad t_2 \cong \frac{0{,}78}{100\pi} = 2{,}5\,\text{ms}.$$

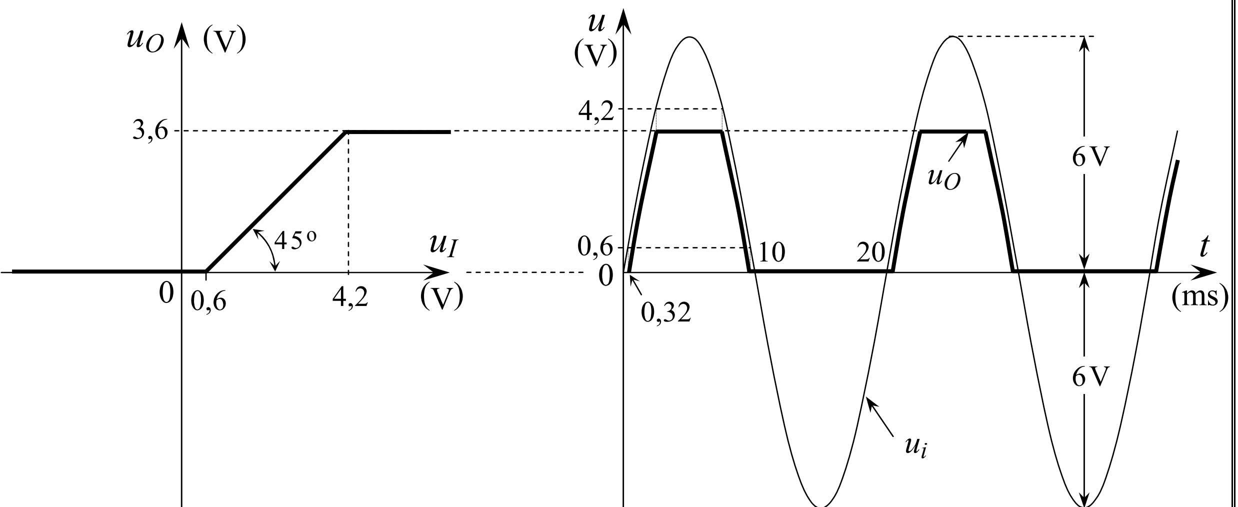


Fig. 2.19. *a)* Caracteristica de transfer, *b)* Reprezentarea grafică a tensiunii de ieşire

Tensiunea de intrare şi tensiunea de ieşire sunt reprezentate în figura 2.19.*b*. Se observă că tensiunea de ieşire poate fi obținută din tensiunea de intrare prin translatarea acesteia cu 0,6V în jos şi tăierea valorilor negative şi a celor care depăşesc 3,6V.

2.2.8 Circuite de refacere a nivelului de curent continuu (*cc*)

Acest tip de circuit fixează vârful (negativ sau pozitiv al) semnalului la aproximativ zero volți. Dintr-un alt punct de vedere, circuitul adaugă la semnalul de *ca* o tensiune de *cc* (aproximativ egală cu tensiunea de vârf a semnalului) sau reface nivelul de *cc* al unui semnal de *ca*.

Circuitul prezentat în figura 2.20. poate fi privit ca fiind redresorul cu filtru capacitiv (din figura 2.11.*a*.) la care tensiunea de ieşire se preia de pe diodă şi nu de pe condensator. Datorită polarității diodei, condensatorul se încarcă la tensiunea u_C egală cu valoarea de vârf negativă a tensiunii de intrare (mai puțin căderea de tensiune pe diodă U_D): $u_C = U_v - U_D$. Dacă rezistența de sarcină lipseşte, tensiunea pe condensator rămâne constantă (după încărcare) şi dioda se blochează.

Practic, constanta de timp a circuitului trebuie să fie mult mai mare decât perioada semnalului:

$$R \cdot C >> T, \quad \text{sau mai concret} \quad R \cdot C \ge 5 \cdot T. \tag{2.39}$$

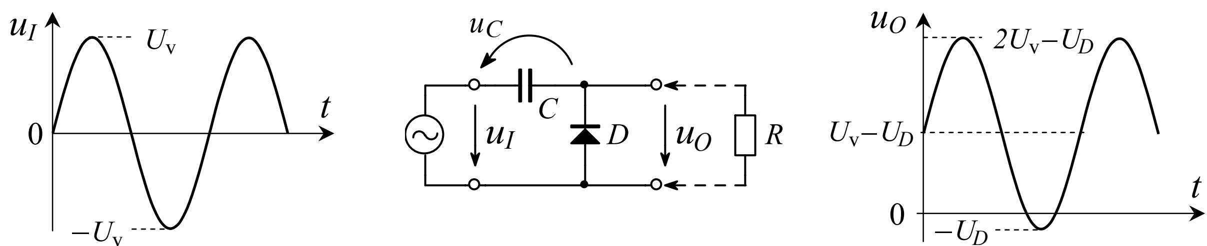


Fig. 2.20. Circuit de refacere a nivelului de *cc* cu semnal sinusoidal şi fără sarcină (*R* foarte mare)

În acest caz descărcarea condensatorului în timpul unei perioade (până la o nouă încărcare) este nesemnificativă (mai mică decât 1% din nivelul semnalului). Deoarece tensiunea de ieşire este:

$$u_O = u_C + u_I = (U_v - U_D) + u_I , \tag{2.40}$$

forma de undă de la ieşire va fi identică cu cea de la intrare, dar deplasată cu o tensiune constantă: $u_C = U_v - U_D$, după cum se vede în partea dreaptă a figurii 2.20. Prin inversarea sensului diodei, semnalul va fi deplasat cu o tensiune negativă, vârful pozitiv al semnalului fiind fixat la o tensiune aproximativ nulă (mai exact $+U_D$).

Acest circuit este folosit la polarizarea amplificatoarelor în clasă C, la refacerea nivelului de alb în receptoarele de televiziune şi la demodularea semnalelor modulare în impulsuri.

Prin canalul de comunicație se transmite doar componenta de *ca* a semnalului modulat în impulsuri (PWM – pulse width modulation). La recepție se reface nivelul de *cc* şi apoi, la ieşirea unui filtru trece-jos *RC* simplu, se obține semnalul modulator (proporțional cu valoarea medie a semnalului transmis).

2.2.9 Multiplicatoare de tensiune

Aceste circuite sunt de fapt redresoare care multiplică tensiunea de vârf de la intrare de un număr întreg de ori: de două ori – dubloarele de tensiune, de trei ori – triploarele ş.a.m.d.

Dubloare de tensiune

Circuitele de dublare a tensiunii îndeplinesc funcția de detector vârf la vârf, deci tensiunea de ieşire este aproximativ egală cu valoarea vârf-la-vârf a tensiunii de intrare: $U_O = U_{i_vv}$. În figura 2.21 sunt prezentate două versiuni de dubloare de tensiune.

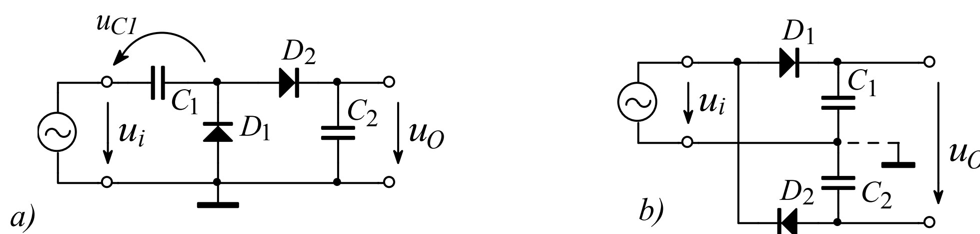


Fig. 2.21. Dubloare de tensiune: *a)* cu punct de masă, *b)* sursa dublă de tensiune.

Primul dublor de tensiune este alcătuit din două secțiuni înseriate: un circuit de refacere a componentei de *cc* (C_1-D_1) şi un redresor monoalternanță (D_2-C_2). Acest dublor de tensiune se caracterizează prin existența unui punct comun intrării şi ieşirii, punct care poate fi utilizat ca referință de tensiune şi care reprezintă masa electrică a circuitului respectiv.

La analiza de principiu a circuitului se consideră diodele ideale şi tensiunea de intrare sinusoidală: $u_i = U_v \sin\omega t$. În timpul alternanței negative, dioda D_1 este polarizată direct şi D_2 este polarizată invers. Condensatorul C_1 se încarcă la valoarea de vârf negativă a tensiunii de intrare $u_{C1} = U_v$. În timpul alternanței pozitive, dioda D_2 este polarizată direct şi D_1 este polarizată invers.

Tensiunea de pe condensatorul C_1 se adaugă la tensiunea pozitivă de intrare şi condensatorul C_2 se încarcă la suma valorilor de vârf ale tensiunii de intrare:

$$u_O = u_{C2} = u_{C1} + u_i \ , \quad U_O = U_{C1} + U_{\text{v}} = 2 \cdot U_{\text{v}} \ . \tag{2.41}$$

Dacă ieşirea este în gol, C_2 rămâne încărcat la aproximativ $2U_{\text{V}}$. Dacă se conectează o sarcină la ieşire, C_2 se va descărca prin sarcină până la următoarea alternanţă pozitivă când se va încărca din nou la $2U_{\text{V}}$. Rezistenţa de sarcină R trebuie să fie destul de mare pentru a nu descărca semnificativ condensatorul. Practic, cele două condensatoare înseriate trebuie să îndeplinească o condiţie de tipul celei din relaţia (2.39). Tensiunea inversă maximă pe fiecare diodă este $2U_{\text{V}}$.

Pentru o tensiune de intrare cu valori mai mici decât câteva zeci de volţi trebuie să se ţină seama şi de tensiunea pe diode U_D. Tensiunea de ieşire în gol poate fi considerată: $2U_{\text{V}}$ -$2U_D$.

Cel de-al doilea dublor de tensiune (din figura 2.21.*b*) este compus din două redresoare monoalternanţă: (D_1-C_1) pentru alternanţa pozitivă şi (D_2-C_2) pentru alternanţa negativă. Dacă ieşirea este în gol, fiecare condensator se încarcă la respectiva tensiune de vârf a intrării. Tensiunea de ieşire se preia de pe cele două condensatoare înseriate şi reprezintă valoarea vârf la vârf a tensiunii de intrare. La conectarea unei sarcini *R*, trebuie ca cele două condensatoare în serie să îndeplinească o condiţie de tipul relaţiei (2.39) pentru ca descărcarea acestor condensatoare să nu fie semnificativă. Pentru tensiuni mici de intrare trebuie să se ţină seama şi de tensiunea pe diode.

Dublorul de tensiune din figura 2.21.*b* nu are un punct comun intrării şi ieşirii dublate, în schimb prin conectarea la masă a nodului dintre cele două condensatoare se poate obţine o tensiune pozitivă (U_{C1}) şi una negativă (U_{C2}) faţă de respectivul punct de masă. Privit astfel, acest circuit reprezintă o sursă dublă de tensiune.

Dubloarele de tensiune pot fi utilizate la demodularea (sau detectarea) semnalelor modulate în amplitudine cu o eficienţă dublă faţă de redresorul monoalternanţă. O altă utilizare posibilă este alimentarea unor interfeţe cu consum redus direct de la ieşirile de semnal ale unui calculator. Un exemplu posibil este folosirea unei ieşiri a portului paralel la care se generează (din calculator) un semnal dreptunghiular cu frecvenţă relativ mare, a cărui amplitudine este de circa 5V, semnal care redresat cu un dublor de tensiune permite obţinerea unei tensiuni de alimentare de circa 8V sau a unei surse duble de ±4V în funcţie de versiunea de dublor folosită. O altă utilizare a celui de-al doilea montaj este obţinerea unei surse duble (pentru alimentare unui amplificator operaţional de exemplu) de la o singură înfăşurare a unui transformator.

Triplorul de tensiune

Triplorul de tensiune se obţine prin adăugarea unei secţiuni diodă-condensator (D_3-C_3) suplimentare dublorului din figura 2.21.*a*, conform schemei din figura următoare.

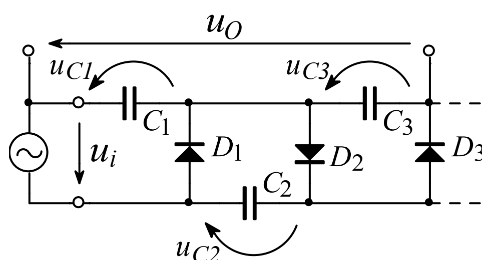


Fig. 2.22. Triplorul de tensiune;
Prin conectarea de secţiuni *C-D* suplimentare (la liniile punctate, respectând succesiunea din figură) se poate multiplica tensiunea de intrare de un număr întreg de ori.

Circuitul funcţionează astfel: pentru alternanţele negative ale intrării, C_1 se încarcă la U_{V} prin dioda D_1. În timpul alternanţelor pozitive, C_2 se încarcă la $2U_{\text{V}}$ prin dioda D_2 conform cu cele arătate la dublorul de tensiune.

În timpul următoarelor alternanțe negative, C_3 se încarcă la $2U_\mathrm{V}$ prin dioda D_3:

$$u_{C3} = u_{C2} - u_i - u_{C1} = 2 \cdot U_\mathrm{V} - (-U_\mathrm{V}) - U_\mathrm{V} = 2 \cdot U_\mathrm{V}, \quad \text{pentru}: \quad u_\mathrm{i} = -U_\mathrm{V}.$$

Ieşirea triplorului este preluată de pe condensatoarele C_3 şi C_1 înseriate:

$$u_O = u_{C3} + u_{C1} = 2 \cdot U_\mathrm{V} + U_\mathrm{V} \quad \Rightarrow \quad U_O = 3 \cdot U_\mathrm{V}. \tag{2.42}$$

Prin conectarea de secțiuni suplimentare se poate obține multiplicarea tensiunii de intrare de un număr întreg de ori. Pentru tensiuni multiplicate de un număr par de ori ieşirea se ia față de borna de jos a sursei, iar pentru un număr impar, ieşirea se ia față de borna de sus a sursei (ca în figură). Cu cât se adaugă mai multe secțiuni suplimentare, cu atât curentul absorbit de sarcina conectată la ieşire trebuie să fie mai mic. Tensiunea inversă maximă pe fiecare diodă este $2U_\mathrm{V}$.

O aplicație tipică a triplorului de tensiune este la receptoarele de televiziune color, pentru obținerea tensiunii înalte (cu valori de peste 20kV, utilizată la accelerarea fascicolului de electroni la tubul cinescop) prin triplarea tensiunii de ieşire din transformatorul de linii (de peste 7000V). În acest caz, datorită problemelor de izolație impuse de tensiunile foarte mari, triplorul este o unitate funcțională compactă.

O altă aplicație a multiplicatoarelor de tensiune este la sistemele de ionizare a aerului. Ionizarea aerului produce ozon şi are loc la o tensiune foarte mare (peste 30kV) aplicată unor electrozi ascuțiți plasați la distanță redusă. Această tensiune se obține de la rețeaua de *ca*, cu U_V de circa 300V, multiplicată de mai mult de 10 ori. La astfel de aplicații cu tensiuni foarte mari, mai ales la cele alimentate direct de la rețeaua de *ca*, trebuie luate măsuri speciale de izolare şi respectate strict regulile de protecția muncii.

2.2.10 Circuite de minim şi de maxim; porți logice cu diode

Circuite realizate cu diode şi rezistențe pot fi utilizate pentru a selecta cea mai mare sau cea mai mică tensiune dintre tensiunile aplicate la intrare. Două exemple de astfel de circuite, cu câte trei intrări fiecare, sunt prezentate în figura 2.23.

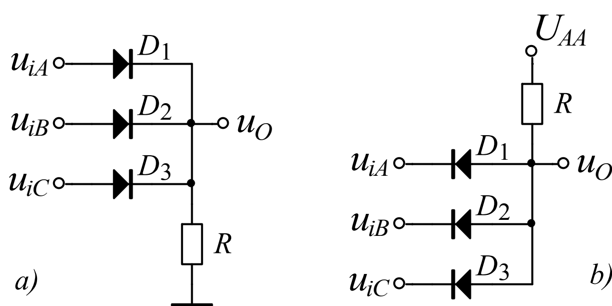


Fig. 2.23. Porți simple cu diode:
a) **Circuit de maxim**: la ieşire apare cea mai mare tensiune de la intrări;
b) **Circuit de minim**: la ieşire apare cea mai mică tensiune de la intrări.

Pentru simplitatea analizei diodele vor fi considerate inițial ca fiind ideale. Pentru circuitul de maxim, din figura 2.23.*a*, dacă la un moment dat tensiunile de intrare se află în relația:

$$u_{iA} > u_{iB} > u_{iC} \; (> U_D), \quad \text{atunci} \quad u_O = u_{iA},$$

deoarece dioda D_1 în conducție se comportă ca un comutator închis şi transmite tensiunea de la intrarea *A* la ieşire. Celelalte diode sunt polarizate invers, deci blocate, deoarece celelalte tensiuni de intrare (de la anodul diodelor) sunt mai mici decât tensiunea de la ieşire (de la catodul diodelor). Datorită simetriei circuitului, analiza de mai sus este valabilă pentru oricare dintre intrări şi deci intrarea care are valoarea maximă apare la ieşire, prin dioda în conducție de la acea intrare. Celelalte diode, blocate de tensiunile de intrare mai mici, izolează intrările respective.

La circuitul de minim, catozii diodelor sunt spre intrări şi se va deschide dioda la catodul căreia se aplică tensiunea cea mai mică (care trebuie să fie mai mică decât tensiunea U_{AA}). Prin dioda deschisă, tensiunea minimă apare la ieşire (la anozii diodelor) şi blochează celelalte diode.

Dacă se consideră modelul diodelor cu tensiune de prag, funcţionarea circuitelor este identică, dar tensiunea de ieşire diferă de tensiunea de intrare cu căderea de tensiune pe dioda în conducţie. În exemplul de la circuitul de maxim, tensiunea de ieşire va fi: $u_O = u_{iA} - U_D$. Circuitul de maxim poate fi utilizat pentru tensiuni pozitive mai mari decât tensiunea pe o diodă în conducţie, U_D, iar circuitul de minim poate fi utilizat pentru tensiuni mai mici (cu cel puţin $U_D \cong 0{,}7\text{V}$) decât sursa de tensiune utilizată (U_{AA} în figură).

Aceste circuite permit obţinerea simplă a funcţiei logice SI respectiv a funcţiei logice SAU. Se consideră un sistem cu logică pozitivă cu $U_{AA} = 5\text{V}$, la care tensiunile apropiate de 0V corespund nivelului logic „0” şi tensiunile apropiate de 5V corespund nivelului logic „1”. Circuitul din figura 2.23.*a* are trei intrări, u_{iA}, u_{iB} şi u_{iC} ; variabilele logice corespunzătoare se notează cu *A*, *B*, *C* şi cu *Y* se notează variabila logică de ieşire. Dioda conectată la „1” logic (+5V) va conduce şi va fixa ieşirea la nivel logic „1” ($u_O \cong +5\text{V}$). Tensiunea pozitivă de la ieşire menţine blocate diodele ale căror intrări sunt la „0” logic ($u_i \cong 0\text{V}$). Astfel, ieşirea va fi la nivel ridicat, „1” logic, dacă una **sau** mai multe intrări sunt în „1” logic şi ca urmare circuitul implementează funcţia logică SAU:

$$Y = A + B + C \quad \text{(„+” semnifică operatorul logic „sau”).}$$

Pentru circuitul de minim din figura 2.23.*b*, oricare dintre intrări conectată la „0” logic aduce ieşirea în „0” logic. Pentru ca ieşirea să fie în „1” logic, trebuie ca **toate** intrările să fie în „1” şi deci acest circuit implementează funcţia logică SI:

$$Y = A \cdot B \cdot C \quad \text{(„·” semnifică operatorul logic „şi”).}$$

Ca porţi logice aceste circuite prezintă dezavantajul degradării nivelului logic de la ieşire datorită căderii de tensiune pe rezistenţa *R* (produsă de curentul furnizat de ieşire către circuitul următor, în cazul în care toate diodele sunt blocate) sau datorită căderii de tensiune pe diode (în cazul în care cel puţin o diodă este deschisă). Porţile logice clasice refac nivelurile logice la ieşire cu ajutorul unor circuite de amplificare. Circuitele de minim şi maxim se pot utiliza ca porţi logice cu recomandarea ca să nu fie utilizate mai multe astfel de circuite succesiv, deoarece degradarea nivelurilor logice ale semnalelor digitale se cumulează.

Redresorul cu transformator cu punct median poate fi privit ca un circuit de maxim cu două intrări (tensiunile de la cele două secţiuni ale înfăşurării secundare a transformatorului). Circuitul de maxim cu trei intrări (din figura 2.23.*a*) se poate utiliza şi ca redresor trifazat (aşa-numitul redresor cu punct neutru), *R* fiind sarcina redresorului iar tensiunile aplicate la intrare fiind cele trei faze (R, S, T). La borna superioară a sarcinii apare în fiecare moment cea mai mare dintre faze, astfel încât la ieşire apare componenta de *cc* cea mai mare posibilă. Fiecare diodă conduce o treime din perioada semnalului de intrare iar pulsaţiile de la ieşire vor avea frecvenţă triplă. Analiza în detaliu a redresoarelor trifazice depăşeşte scopul acestei cărţi, fiind un subiect specific electronicii de putere.

2.3 NOȚIUNI DE FIZICA SEMICONDUCTOARELOR - JONCȚIUNEA *PN*

În această secțiune se prezintă noțiunile fundamentale de fizica semiconductoarelor şi se analizează pe scurt procesele fizice care stau la baza funcționării diodelor semiconductoare.

Dioda semiconductoare este formată dintr-o joncțiune *pn* conform figurii 2.24. Joncțiunea *pn* se formează la contactul unei regiuni de tip *p* cu o regiune de tip *n* a aceluiaşi cristal semiconductor. Regiunile *p* şi *n* sunt create prin doparea diferită cu impurități a celor două regiuni; trecerea de la o regiune la alta se face pe o distanță foarte mică, de ordinul fracțiunilor de micron. La regiunile *p* şi *n* sunt ataşate terminale prin care se conectează dioda în circuit.

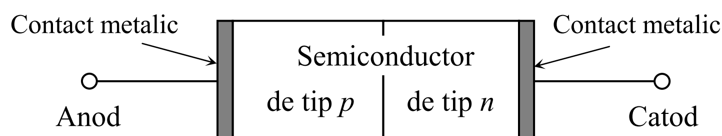


Fig. 2.24. Structura fizică simplificată a joncțiunii *pn*.

Pe de altă parte, joncțiunea *pn* este elementul de bază al tranzistoarelor bipolare şi joacă un rol funcțional important la tranzistoarele cu efect de câmp. De aceea, analiza joncțiunii *pn* este importantă pentru înțelegerea funcționării tuturor dispozitivelor semiconductoare.

2.3.1 Semiconductoare intrinseci

La fabricarea dispozitivelor semiconductoare se pot utiliza siliciul sau germaniul (Si, Ge – elemente chimice tetravalente) sau compuşii intermetalici de tip galiu-arsen (GaAs).

Semiconductorul pur se mai numeşte **semiconductor intrinsec**. Fiecare atom formează patru legături covalente cu atomi din jur şi de aceea semiconductorul are o structură cristalină regulată. Datorită ionizării termice unele legături covalente se rup şi apar astfel perechi de purtători de sarcină electrică: electroni liberi şi goluri. Electronul liber este un electron de conducție iar golul reprezintă lipsa unui electron de valență. Prin ocuparea poziției libere de către un electron de valență apropiat, apare o deplasare a golului care se comportă ca un purtător de sarcină pozitiv, încărcat cu aceeaşi sarcină electrică cu cea a electronului. Electronii liberi şi golurile, formați datorită ionizării termice, sunt perechi şi de aceea, în semiconductorul intrinsec, numărul lor este identic. Implicit concentrația de electroni liberi *n* este egală cu concentrația de goluri *p*,

$$n = p = n_i \,. \qquad (2.43)$$

Cu n_i s-a notat concentrați electronilor liberi şi a golurilor în semiconductorul intrinsec. La temperatura camerei ($T = 300\,\mathrm{K}$), pentru siliciu, $n_i \cong 1{,}5 \times 10^{10}$ purtători/cm^3. Cristalul de siliciu are circa 5×10^{22} atomi/cm^3 şi deci, la temperatura camerei, doar un atom din trei mii de miliarde este ionizat. Concentrația intrinsecă, n_i, depinde foarte mult de temperatură; pentru temperaturi uzuale se poate considera că această concentrație se dublează la creşterea temperaturii cu circa 10°C.

Materialelor cu patru electroni de valență se numesc **semiconductoare** deoarece au o conductivitate intermediară între cea a metalelor şi cea a izolatoarelor. Conductivitatea lor depinde de concentrația de purtători de sarcină electrică şi de aceea variază puternic cu temperatura: la temperaturi coborâte sunt izolatoare, iar la temperaturi înalte pot deveni conductoare destul de bune.

2.3.2 Semiconductoare extrinseci

Prezenţa în reţeaua cristalină a semiconductorului a unui număr infim de atomi străini, denumiţi impurităţi, modifică mult conductivitatea electrică a acestuia. Introducerea impurităţilor se numeşte **dopare**. Semiconductoarele dopate cu impurităţi se numesc **semiconductoare extrinseci**.

Dacă atomii de impuritate introduşi sunt pentavalenţi (atomi de fosfor de exemplu), atunci patru dintre electroni de valenţă formează legături covalente cu atomii din reţeaua cristalină a semiconductorului, iar al cincilea electron de valenţă devine electron liber. Atomii pentavalenţi de impuritate denumiţi **donori**, donează cristalului un electron mobil, fără a lăsa în urma lui un gol (ci un ion pozitiv de impuritate, fix în reţeaua cristalină a semiconductorului). De aceea majoritatea purtătorilor de sarcină sunt electroni încărcaţi **n**egativ, iar semiconductorul obţinut se numeşte **semiconductor de tip *n***. Dacă se notează cu N_D concentraţia atomilor donori (care de obicei este cu câteva ordine de mărime mai mare decât concentraţia intrinsecă), **purtătorii majoritari** au o concentraţie n_{n0}, (electroni liberi *n*egativi, în zona *n* – primul indice, la echilibru termic – indicele suplimentar 0):

$$n_{n0} \cong N_D \left(>> n_i\right). \tag{2.44}$$

Conform fizicii semiconductoarelor, în condiţii de echilibru termic, produsul concentraţiilor de electroni liberi şi de goluri rămâne constant:

$$n_{n0} p_{n0} = n_i^2 . \tag{2.45}$$

Ca urmare concentraţia golurilor, p_{n0} (goluri pozitive, în zona *n*, la echilibru termic), care sunt generate prin ionizare termică, este foarte mică:

$$p_{n0} = \frac{n_i^2}{N_D} \left(<< n_i\right) \tag{2.46}$$

şi de aceea, în semiconductorul de tip *n*, golurile se numesc **purtători minoritari**. Deoarece n_i depinde de temperatură, concentraţia purtătorilor minoritari este dependentă de temperatură, în timp ce concentraţia purtătorilor majoritari (care depinde în principal de N_D) nu depinde de temperatură.

Semiconductoarele de tip *p* se produc prin impurificare controlată cu atomi trivalenţi (de exemplu bor). Atomii trivalenţi se numesc **acceptori** pentru că fiecare atom acceptă un electron de valenţă de la cristalul semiconductor şi formează astfel cele patru legături covalente necesare pentru a se încadra în structura cristalină a semiconductorului.

La echilibru termic, concentraţia golurilor majoritare depinde de concentraţia atomilor acceptori, N_A, iar concentraţia electronilor minoritari, generaţi termic, se determină din (2.45):

$$p_{p0} \cong N_A \left(>> n_i\right), \quad n_{p0} = \frac{n_i^2}{N_A} \left(<< p_{p0}\right). \tag{2.47}$$

Cristalele semiconductoare extrinseci sunt neutre din punct de vedere electric deoarece sarcina purtătorilor majoritari mobili (electroni în semiconductorul de tip *n* şi goluri în cel de tip *p*) este compensată de sarcina ionilor de impuritate fixaţi în reţeaua cristalină.

2.3.3 Curentul electric în semiconductoare

În cazul semiconductoarelor sunt posibile două mecanisme prin care electronii liberi sau golurile se pot deplasa prin cristal – **difuzia** şi **driftul**.

Difuzia este asociată cu mişcarea aleatorie datorată agitaţiei termice. Dacă concentraţia de purtători în semiconductor este uniformă, această mişcare aleatorie nu produce o deplasare netă de sarcină electrică, deci nici curent electric. Dacă printr-un mecanism oarecare apare o concentraţie

mai ridicată de purtători mobili (de exemplu goluri) într-o zonă a semiconductorului, atunci golurile vor difuza din regiunea cu concentrație mai mare spre regiunea cu concentrație mai mică. Acest proces de difuzie produce o deplasare netă de sarcină sau **curent de difuzie**. Valoarea curentului de difuzie este proporțională cu gradientul concentrației de purtători:

$$J_p = -q \cdot D_p \frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}x}, \tag{2.48}$$

unde cu J_p s-a notat densitatea de curent (curentul pe unitatea de arie), q este sarcina electronului iar D_p este constanta de difuzie a golurilor. Semnul „–" apare deoarece difuzia are sens opus creşterii concentrației; s-a presupus cazul în care concentrația scade pe direcția axei *Ox*.

În cazul electronilor liberi difuzia apare datorită gradientului de concentrație al electronilor şi densitatea de curent a electronilor se poate calcula cu o relație similară:

$$J_n = q \cdot D_n \frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}x}, \tag{2.49}$$

unde D_n este constanta de difuzie al electronilor liberi. Constanta de difuzie a electronilor este de aproape trei ori mai mare decât cea a golurilor, $D_n \cong 3D_p$ (pentru cristalul de siliciu intrinsec).

Cel de-al doilea mecanism de conducție în semiconductoare este **driftul** într-un câmp electric – creşterile de viteză uniforme cu caracter dirijat în sensul câmpului electric:

$$\vec{v}_{\mathrm{drift}} = \mu \cdot \vec{E}$$

unde μ este mobilitatea purtătorilor de sarcină şi E este câmpul electric din semiconductor. Densitatea curentului de drift este proporțională cu concentrația de purtători de sarcină:

$$J_{\mathrm{drift}} = q \cdot \left(p\mu_p + n\mu_n\right) \cdot E = \sigma \cdot E\,. \tag{2.50}$$

Această relație reprezintă legea lui Ohm în semiconductoare, iar σ este conductivitatea electrică a semiconductorului (proporțională cu concentrația purtătorilor mobili de sarcină: $p + n$).

Factorul de difuzie şi mobilitatea purtătorilor de sarcină sunt legate prin relația lui Einstein:

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{kT}{q} = U_T\,, \tag{2.51}$$

unde k este constanta lui Boltzmann şi U_T tensiunea termică. La temperatura camerei $U_T \cong 25\,\mathrm{mV}$. Mobilitatea electronilor este mai mare decât cea a golurilor: $\mu_n \cong 3\mu_p$ (la siliciu).

2.3.4 Procese fizice la joncțiunea *pn*

Figura 2.25 prezintă un model fizic simplificat al joncțiunii *pn* în condiții de echilibru termic şi electric, fără câmpuri energetice exterioare. Purtătorii majoritari sunt simbolizați cu semnul „+" pentru golurile din zona *p* respectiv „–" pentru electronii liberi din zona *n* iar sarcina necompensată a ionilor de impuritate ficşi din zona de trecere este reprezentată prin încercuirea semnului sarcinii respectivă. Pentru a uşura înțelegerea fenomenelor din joncțiune sunt reprezentate, de asemenea, concentrația purtătorilor mobili şi distribuția potențialului de-a lungul joncțiunii.

Curentul de difuzie

În vecinătatea joncțiunii se produce difuzia purtătorilor majoritari; golurile din regiunea *p* difuzează în regiunea *n* şi electronii liberi din regiunea *p* difuzează în regiunea *n*. Acesta două componente formează împreună curentul de difuzie I_D, a cărui direcție este de la zona *p* la zona *n*.

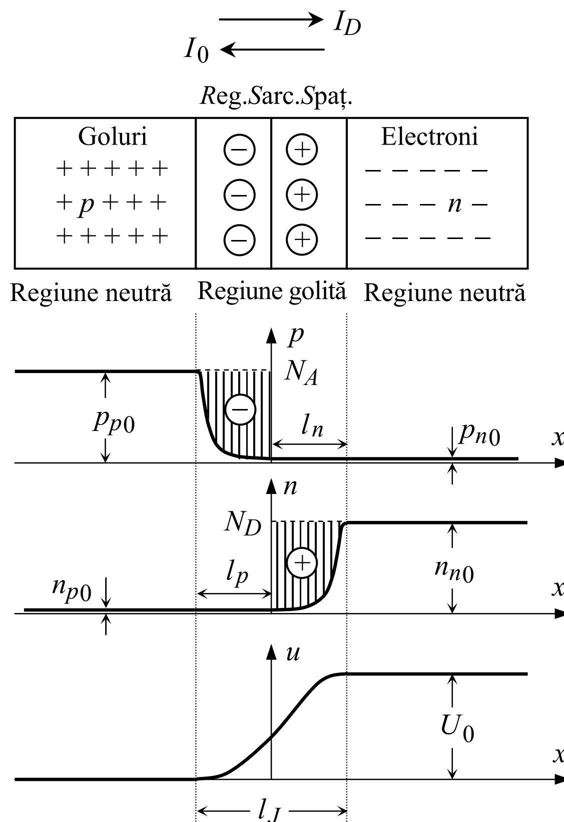


Fig. 2.25. Joncțiunea *pn* în gol.

Curentul de difuzie I_D şi curentul de drift I_0 sunt egali; curentul net e nul.

Modelul unidimensional al joncțiunii evidențiază cele 3 regiuni:

- Regiunea de sarcină spațială, *RSS*, sau regiunea golită de purtători,
- Două regiuni neutre, una în zona *p* şi cealaltă în zona *n*,

Sunt prezentate şi variațiile:

- concentrației de goluri *p*,
- concentrației de electroni liberi *n*,
- potențialului *u*,

de-a lungul joncțiunii.

Sarcinile necompensate ale ionilor din *RSS* sunt reprezentate prin suprafețe haşurate vertical, indicându-se şi semnul lor.

Regiunea de sarcină spațială

Datorită difuziei (şi parțial datorită recombinării purtătorilor mobili), în imediata vecinătate a joncțiunii apare o **regiune golită** de purtători mobili. În această regiune sarcina ionilor ficşi din rețea nu mai este echilibrată de sarcina purtătorilor mobili (care au difuzat) şi de aceea regiunea din vecinătatea joncțiunii devine o **regiune de sarcină spațială** (se va nota cu ***RSS***).

Sarcina necompensată a ionilor de impuritate din *RSS* duce la apariția unui câmp electric orientat de la zona *p* la zona *n*. Acest câmp electric se opune difuziei purtătorilor majoritari. De fapt, căderea de tensiune pe *RSS* acționează ca o barieră de potențial care trebuie depăşită de golurile care difuzează spre zona *n* şi de electronii care difuzează spre zona *p*. Cu cât bariera de potențial este mai mare cu atât mai puțini purtători mobili o vor învinge. De aceea curentul de difuzie I_D depinde esențial de căderea de tensiune U_0 pe regiunea golită.

Zona *p* şi zona *n* din afara *RSS* se numesc **regiuni neutre** şi se comportă practic ca un cristal extrinsec de tip *p*, respectiv *n*. Prin urmare la o joncțiune *pn* apare *RSS* şi două regiuni neutre.

Curentul de drift şi starea de echilibru

Împreună cu curentul I_D datorat difuziei purtătorilor majoritari, prin joncțiune trece şi un curent de drift datorat purtătorilor minoritari. Astfel, o parte dintre golurile generate termic în zona *n* ajung la limita regiunii golite şi, datorită câmpului electric din *RSS*, aceste goluri trec în regiunea *p*. În mod analog, electronii minoritari generați termic în zona *p* care ajung în vecinătatea *RSS*, trec în zona *n*, datorită câmpului electric intern. Aceste două componente formează împreună un curent de drift I_0 a cărui direcție este dinspre zona *n* spre zona *p*. Deoarece curentul de drift I_0 este un curent de purtători minoritari generați termic, valoarea acestuia depinde puternic de temperatură; pe de altă parte I_0 este practic independent de valoarea diferenței interne de potențial U_0.

În condiții de echilibru şi fără câmpuri exterioare aplicate nu apare nici un curent în afara joncțiunii; de aceea cei doi curenți, care au sensuri opuse prin joncțiune, trebuie să fie egali:

$$I_D = I_0 . \qquad (2.52)$$

Această condiție de echilibru este menținută de bariera de tensiune U_0. Dacă, dintr-un motiv oarecare, de exemplu, curentul I_D devine mai mare decât I_0, atunci creşte sarcina necompensată de ambele părți ale joncțiunii, *RSS* devine mai lată şi tensiunea U_0 va creşte. Se restabileşte astfel echilibrul prin micşorarea curentului I_D (datorată creşterii barierei de potențial U_0).

Diferența internă de potențial

Dacă nu se aplică o tensiune din exterior, se poate demonstra că tensiunea pe joncțiune este:

$$U_0 = U_T \ln\left(\frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2}\right), \qquad (2.53)$$

unde N_A şi N_D sunt concentrațiile de impurități acceptoare din zona *p*, respectiv donoare din zona *n*. U_0 depinde de concentrația de impurități (sau gradul de dopare cu impurități), de temperatură şi de tipul semiconductorului. Tensiunea U_0 este cunoscută sub numele de **diferență internă de potențial** şi are valori tipice pentru siliciu cuprinse între 0,6 şi 0,8V (la temperatura camerei).

Această tensiune nu poate fi pusă în evidență la bornele externe ale joncțiunii deoarece este echilibrată exact de tensiunea de contact la interfețele metal-semiconductor. În caz contrar, s-ar putea extrage energie din joncțiune, ceea ce ar duce la violarea principiului conservării energiei.

2.3.5 Joncțiunea *pn* polarizată

Prin polarizare se înțelege aplicarea unei tensiuni continue (sau curent continuu) unui dispozitiv electronic, în acest caz unei joncțiuni. Polarizarea joncțiunii poate fi:

- directă, cu borna (+) a sursei externe conectată la zona *p* sau
- inversă, cu borna (+) a sursei externe conectată la zona *n*.

Datorită polarizării se modifică diferența de potențial pe *RSS* față de tensiunea U_0 care asigură echilibrul curenților de difuzie şi de drift. Se notează cu u_A tensiunea de polarizare (cu sensul de la *p* la *n*, conform figurii 2.26). Modificarea tensiunii pe joncțiune u_J, față de U_0:

$$u_J \cong U_0 - u_A,$$

conduce la modificarea lățimii l_J a regiunii golite (*RSS*). Se poate demonstra [3] că:

$$l_J \approx \sqrt{U_0 - u_A} \qquad \text{(simbolul „}\approx\text{”semnifică „proporțional cu”).} \qquad (2.54)$$

Curentul de drift al purtătorilor minoritari nu depinde de tensiunea aplicată deoarece nu depinde practic de valoarea câmpului electric intern ci numai de sensul acestuia. Sensul câmpului electric intern nu se schimbă dacă $u_A < U_0$. (O analiză mai detaliată a fenomenelor din joncțiune arată că şi dacă această inegalitate nu se respectă, sensul câmpului intern nu se schimbă, deoarece la creşterea tensiunii curentul prin joncțiune creşte mult ceea ce duce la creşterea tensiunii care apare pe regiunile neutre ale joncțiunii.)

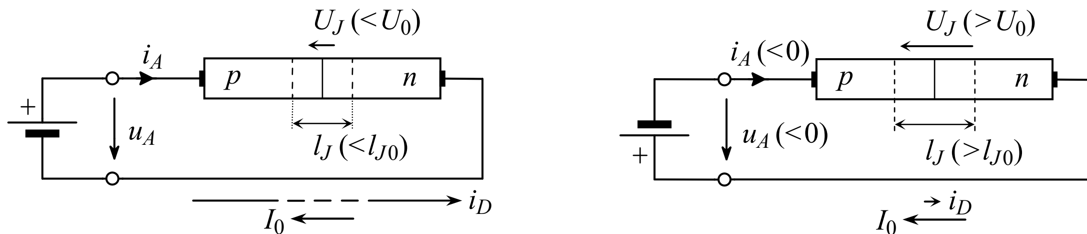


Fig. 2.26. Joncțiunea *pn* polarizată direct şi invers

Curentul de difuzie depinde foarte mult de tensiunea pe joncțiune fiind determinat de concentrația purtătorilor majoritari care reuşesc să învingă bariera de potențial (barieră care depinde

de tensiunea pe joncţiune şi implicit de tensiunea de polarizare aplicată din exterior). Conform statisticii Boltzmann, concentraţia purtătorilor de sarcină care înving o diferenţă de energie ΔW,

$$\Delta W = qU_J = q \cdot (U_0 - u_A),$$

depinde exponenţial de ΔW şi de aceea curentul de difuzie depinde exponenţial de tensiune:

$$i_D \approx \exp\left(-\frac{\Delta W}{kT}\right), \qquad i_D \approx \exp\left(-\frac{qU_0}{kT}\right) \cdot \exp\left(\frac{q \cdot u_A}{kT}\right); \tag{2.55}$$

$$i_{D0} = i_D\Big|_{u_A=0}, \qquad i_{D0} \approx \exp\left(-\frac{qU_0}{kT}\right). \tag{2.56}$$

Curentul de difuzie are acelaşi factor de proporţionalitate în ambele relaţii precedente. Pe de altă parte, conform relaţiei (2.52), curentul de difuzie la polarizare nulă este egal cu curentul de drift:

$$i_{D0} = I_0 .$$

Prin înlocuirea ultimelor două relaţii în (2.55), rezultă:

$$i_D = i_{D0} \exp\frac{q \cdot u_A}{kT} = I_0 \exp\frac{q \cdot u_A}{kT} = I_0 \exp\frac{u_A}{U_T}, \tag{2.57}$$

unde U_T este tensiunea termică, conform (2.51). La temperatura $T = 290\,\text{K} = 17°\text{C}$, $U_T \cong 25\,\text{mV}$.

La polarizare directă, curentul electric prin joncţiune se datorează difuziei purtătorilor majoritari, care după traversarea *RSS* şi devin purtători minoritari în exces în regiunea neutră respectivă. Datorită recombinării, concentraţia purtătorilor minoritari din regiunile neutre scade exponenţial de la joncţiune spre contactul zonelor neutre, conform figurii 2.27.

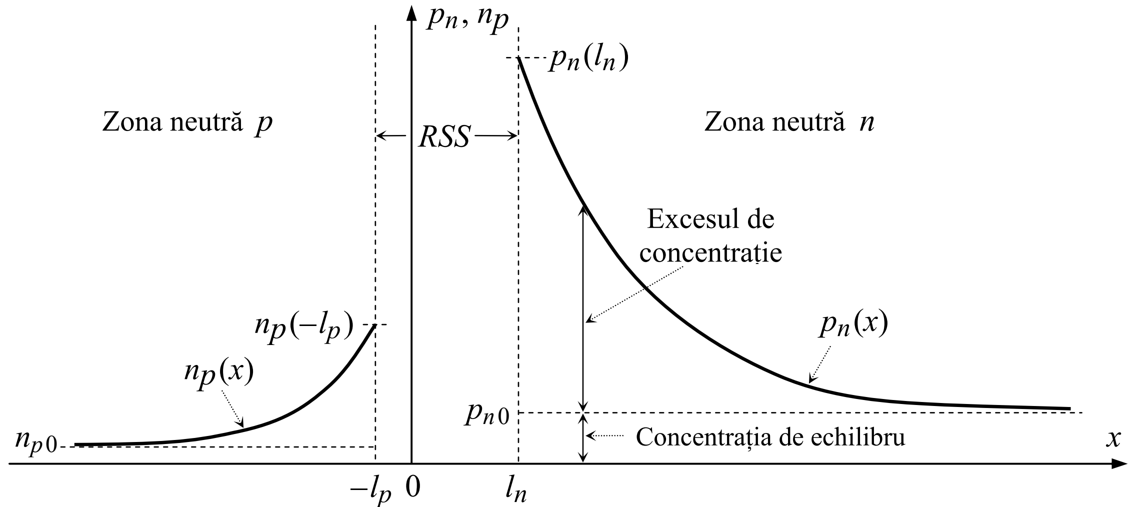


Fig. 2.27. Distribuţia purtătorilor minoritari la o joncţiune *pn* polarizată direct în cazul unei joncţiuni asimetrice ($N_A \cong 3\,N_D$).

Ecuaţia joncţiunii idealizate

Curentul net prin joncţiune este dat de diferenţa între curentul de difuzie şi cel de drift:

$$i_A = i_D - I_0, \qquad i_A = I_0\left(\exp\frac{u_A}{U_T} - 1\right). \tag{2.58}$$

Ecuaţia rezultată este ecuaţia joncţiunii idealizate; în joncţiunea reală se produc şi alte fenomene care vor fi analizate ulterior şi care au fost neglijate în această analiză simplificată.

Curentul de drift I_0 reprezintă curentul invers (prin joncțiunea polarizată invers). Acest curent se mai numeşte şi **curent invers de saturație** al joncțiunii, deoarece pentru tensiuni inverse (u_A<0) mult mai mari în modul decât tensiunea termică ($u_A \ll -U_T$), curentul invers conform relației (2.58) se saturează, adică ajunge la o valoare constantă, $i_A = -I_0$. Valoarea acestui curent este de ordinul microamperilor (10^{-6}A) pentru diodele cu germaniu şi de ordinul picoamperilor (10^{-12}A) pentru diodele cu siliciu. Curentul I_0 depinde exponențial de temperatura absolută conform relației (2.56). Se poate considera că la temperaturi uzuale I_0 se dublează la creşterea temperaturii cu circa 10°C.

Joncțiunea *pn* asimetrică

Dacă gradul de dopare al celor două zone ale joncțiunii *pn* este diferit se spune că joncțiunea este asimetrică. Distribuția purtătorilor minoritari la o astfel de joncțiune este prezentată în figura 2.27 (pentru $N_A \cong 3\,N_D$). Joncțiunilor asimetrice au următoarele particularități:

- Regiunea golită se extinde mai mult în zona mai slab dopată a joncțiunii, lățimea regiunii golite este invers proporțională cu gradul de dopare al zonei respective. Astfel, dacă se notează cu l_p şi cu l_n lățimea regiunii golite din zona *p* respectiv din zona *n* şi cu *A* aria transversală a joncțiunii, atunci condiția de egalitate a sarcinii în cele două părți ale joncțiunii se poate scrie:

$$q \cdot l_p \cdot A \cdot N_A = q \cdot l_n \cdot A \cdot N_D \;\Rightarrow\; \frac{l_p}{l_n} = \frac{N_D}{N_A}. \tag{2.59}$$

- La polarizare directă, curentul va fi format în majoritate din purtătorii majoritari ai regiunii mai puternic dopate. Pe baza statisticii Boltzmann, se pot calcula curenții de difuzie de goluri şi de electroni (i_p şi i_n), care sunt proporționali cu concentrația purtătorilor majoritari respectivi:

$$\frac{i_p}{i_n} = \frac{p_{p0}}{n_{n0}} \cong \frac{N_A}{N_D}. \tag{2.60}$$

2.3.6 Caracteristica statică a joncțiunii *pn*

Caracteristica statică a joncțiunii *pn* idealizate este graficul funcției $i_A(u_A)$, relația (2.58). Caracteristica statică determinată experimental (figura 2.28 pentru cazul joncțiunii cu siliciu) diferă de cea ideală. Se remarcă existența celor trei regiuni de:

- polarizare directă, pentru $u_A > 0$,
- polarizare inversă, pentru $u_A < 0$,
- străpungere, pentru $u_A < -U_{Str}$.

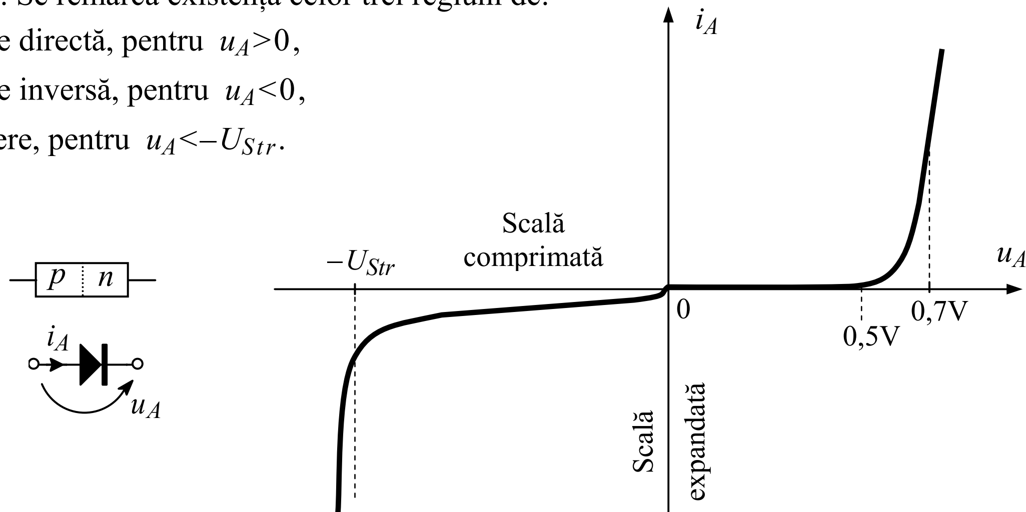


Fig. 2.28. Caracteristica statică a joncțiunii *pn*, cu scala negativă a tensiunii u_A comprimată şi scala negativă a curentului i_A expandată, pentru a pune în evidență detaliile.

Regiunea de polarizare directă

Regiunea de polarizare directă (sau mai simplu regiunea directă) este caracterizată de o tensiune pozitivă (de la zona *p* la zona *n*) şi poate fi împărţită în trei subregiuni în funcţie de valoarea curentului direct care trece prin joncţiune.

În domeniul curenţilor mici şi medii dependenţa tensiunii de curent este exponenţială. Deoarece scalele de reprezentare sunt liniare, curentul pe caracteristica statică apare neglijabil de mic pentru o tensiune mai mică decât circa 0,5V (la siliciu). Această tensiune se numeşte **tensiune de deschidere** (sau de prag). Pentru o tensiune mai mică decât tensiunea de deschidere curentul prin joncţiune poate fi considerat ca fiind practic nul.

O altă consecinţă a caracteristicii de tip exponenţial este creşterea rapidă a curentului cu tensiunea. Astfel, pentru un domeniu foarte larg de curenţi modificarea tensiunii pe joncţiune este relativ mică; la o diodă redresoare de 1A de exemplu, tensiunea pe diodă variază de la circa 0,6 la 0,8V pentru o variaţie a curentului de la 1mA până la 100mA (două decade). Pentru simplitate se poate admite că **tensiunea pe dioda în conducţie este aproximativ constantă** şi are circa 0,7V.

În domeniul curenţilor mari tensiunea pe joncţiune este mai mare decât valoarea rezultată din caracteristica exponenţială. Tensiunea u_A aplicată joncţiunii se divide, o parte u_B revenind *RSS* şi restul u_S regiunilor neutre şi contactelor ohmice, care împreună formează **rezistenţa serie**, r_s :

$$u_A = u_B + u_S , \quad u_S = r_s \cdot i_A , \quad r_s \cong r_{sn} + r_{sn} . \qquad (2.61)$$

Tensiunea u_B este cea care modifică bariera de potenţial din *RSS* şi determină valoarea curentului prin joncţiune (condiţia $u_B < U_0$ este îndeplinită în toate situaţiile, chiar dacă $u_A > U_0$).

Întrucât în relaţia (2.58) atât I_0 cât şi U_T sunt funcţii de temperatură, caracteristica directă a joncţiunii depinde de temperatură după o funcţie de tip exponenţial. Deoarece şi variaţia curentului cu tensiunea este exponenţială, se poate arăta că, la un curent constant prin joncţiune, tensiunea directă scade cu aproximativ 2mV pentru fiecare grad Celsius creştere a temperaturii. Liniaritatea tensiunii directă cu temperatura este utilizată la unele termometre electronice.

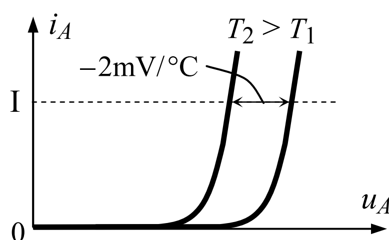


Fig. 2.29. Influenţa temperaturii asupra caracteristicii directe a joncţiunii;
La curent constant, tensiunea scade cu cca. 2mV pt. fiecare grad Celsius de creştere a temperaturii.

Regiunea de polarizare inversă

Conform ecuaţiei joncţiunii idealizate, (2.58) curentul invers prin joncţiune nu depinde de tensiunea inversă aplicată (dacă $u_A \ll -U_T$). Practic însă, curentul invers creşte odată cu creşterea tensiunii inverse, deci nu se saturează. Această creştere se datorează generării termice şi efectelor de suprafaţă care depind de tensiunea inversă aplicată.

Generarea termică se referă la purtătorii minoritari generaţi termic în *RSS* care nu mai sunt compensaţi prin recombinare, deoarece purtătorii majoritari cu care ar trebui să se recombine au o concentraţie foarte mică în *RSS*, golită de purtători. Apare astfel un curent de generare I_G, care depinde de lăţimea *RSS* şi implicit de tensiunea inversă aplicată.

Fenomenele care duc la creşterea curentului invers au o importanţă practică destul de redusă deoarece curentul invers, chiar crescut fiind, rămâne neglijabil pentru majoritatea aplicaţiilor.

Regiunea de străpungere

La tensiuni inverse mari, se constată o creştere foarte mare a curentului prin joncţiune. La o anumită tensiune, numită **tensiune de străpungere** U_{Str}, curentul creşte abrupt către infinit şi el trebuie să fie limitat din circuitul exterior pentru a nu depăşi valoarea la care joncţiunea s-ar distruge. Mecanismele care pot cauza străpungerea sunt efectul Zener şi multiplicarea în avalanşă a purtătorilor de sarcină.

Efectul Zener constă din ruperea unor legături covalente dintre atomii reţelei cristaline datorită unui câmp electric foarte intens (concentrat în *RSS* a joncţiunii). Se generează astfel perechi electron-gol, fenomen ce conduce la străpungerea joncţiunii. Acest tip de străpungere are loc la joncţiuni foarte înguste, realizate din semiconductoare puternic dopate (N_A, $N_D > 10^{18}$ atomi/cm^3). La aceste joncţiuni înguste câmpul electric de valori foarte mari apare pentru tensiuni reduse, de ordinul volţilor; pentru $U_{Str} < 5\text{V}$ este preponderentă străpungerea prin efect Zener. Tensiunea de străpungere scade cu temperatura deoarece o dată cu creşterea temperaturii creşte agitaţia termică şi este necesar un surplus de energie mai mic pentru a rupe legăturile covalente. Coeficientul de temperatură este negativ şi este mai mare (în modul) pentru tensiuni de străpungere mai mici.

În majoritatea cazurilor **străpungerea** se datorează multiplicării **în avalanşă**. Sub acţiunea câmpului electric intens purtătorii mobili dobândesc o energie suficientă pentru a produce ionizarea atomilor cu care se ciocnesc şi apar astfel noi purtători suplimentari, care pot ioniza la rândul lor alţi atomi. Curentul creşte astfel foarte mult datorită multiplicării în avalanşă a purtătorilor în *RSS*. Acest tip de străpungere este specific joncţiunilor realizate din semiconductoare cu un grad de dopare mic sau mediu (N_A, $N_D = 10^{14} \ldots 10^{17}$ atomi/cm^3) pentru care lăţimea regiunii golite este comparabilă cu drumul liber mediu al purtătorilor de sarcină. Tensiunea de străpungere datorată multiplicării depinde de temperatură deoarece la creşterea temperaturii scade drumul liber mediu şi pentru a obţine aceeaşi energie este necesar un câmp electric de accelerare şi deci o tensiune mai mare. Coeficientul de temperatură este pozitiv cu o valoare tipică de circa 0,1% pe grad Celsius.

Fenomenul de străpungere este nedistructiv; distrugerea joncţiunii poate să apară însă datorită efectelor termice asociate – depăşirea puterii disipate admisibile a dispozitivului respectiv.

2.4 POLARIZAREA DIODEI ÎN CIRCUIT

Dioda semiconductoare ca dispozitiv electronic este realizată cu o joncţiune *pn* încapsulată şi prevăzută cu două terminale pentru conectarea în circuit. Un astfel de dispozitiv este ceea ce se numeşte o componentă **discretă** de circuit. În circuitele integrate, dioda este realizată împreună cu foarte multe alte dispozitive semiconductoare pe aceeaşi plachetă de siliciu (cip); acest cip va fi încapsulat ca atare şi capsula va fi prevăzută cu terminale pentru conectare în circuit.

În funcţie de fenomenele fizice din joncţiune pe care dioda le exploatează, există mai multe tipuri de diode. Cele mai utilizate tipuri sunt:

- **diodele redresoare**, care se bazează pe conducţia unilaterală (datorată diferenţei foarte mari dintre curentul direct şi curentul invers prin joncţiune) şi
- diodele stabilizatoare de tensiune, numite şi **diode zener**, care exploatează relativa independenţă a tensiunii inverse faţă de curent, specifică regiunii de străpungere a joncţiunii.

Cel mai simplu circuit de polarizare a diodei este prezentat în figura 2.30 şi este realizat cu o sursă de tensiune, un rezistor şi o diodă. Acest circuit poate fi rezultatul înlocuirii unei eventuale reţele liniare care alimentează dioda cu circuitul echivalent Thévenin al reţelei. Sursa de tensiune s-a notat conform convenţiei de dublare a indicelui atribuit terminalului alimentat de acea sursă (anodul diodei în acest caz). Rezolvarea circuitului constă din aflarea curenţilor şi tensiunilor din

circuit. Perechea de puncte $\{U_A, I_A\}$, determinate în *cc*, reprezintă **punctul static de funcționare** al diodei şi va fi notat simplu cu ***psf***.

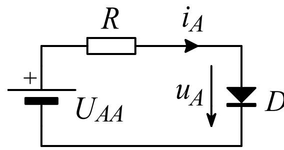


Fig. 2.30. Circuit simplu cu diodă;
Sursa de tensiune şi rezistența pot să reprezinte circuitul echivalent Thévenin al unei rețele liniare.

2.4.1 Aflarea *psf* prin metoda grafo-analitică

Se presupun cunoscute toate elementele circuitului din figura 2.30, respectiv în cazul diodei se presupune cunoscută caracteristica statică a acesteia. Caracteristica statică a diodei se poate trasa experimental sau se poate utiliza caracteristica din foaia de catalog a diodei.

Partea liniară a circuitului impune o legătură între curentul şi tensiunea diodei:

$$u_A = U_{AA} - R \cdot i_A . \tag{2.62}$$

Această relație se poate reprezenta grafic şi poartă numele de **dreaptă de sarcină**. Această dreapta se trasează cel mai uşor prin cele două puncte de intersecție cu axele (figura 2.31):

$$u_A = 0, \;\; i_A = U_{AA}/R; \qquad i_A = 0, \;\; u_A = U_{AA} .$$

La intersecția dintre dreapta de sarcină şi caracteristica statică a diodei se obține *psf*, I_A şi U_A.

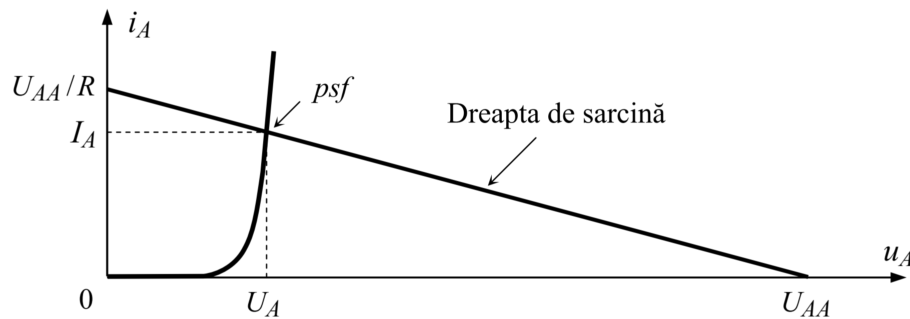


Fig. 2.31. Metoda grafică de aflare a *psf*, pentru circuitul din figura 2.30.

Analiza grafică este de folos pentru vizualizarea modului de funcționare al circuitului; însă, efortul presupus de această metodă nu se justifică în practică, mai ales în cazul circuitelor complexe. Simplificarea metodei de analiză presupune înlocuirea diodelor cu modele de circuit mai simple, care se comportă aproximativ la fel. În funcție de aplicația concretă şi de precizia dorită, aceste modele (sau circuite echivalente) pot avea diferite grade de complexitate. Cele mai simple modele ale diodelor au fost deja prezentate în prima parte a acestui capitol. Modelele de diode prezentate în continuare sunt mai precise, dar implicit şi mai complexe.

2.4.2 Modelul diodei exponențiale

Ecuația diodei idealizate este:

$$i_A = I_0 \left(\exp\frac{u_A}{n \cdot U_T} - 1 \right). \tag{2.63}$$

Se constată că față de ecuația joncțiunii idealizate (2.58) diferă prin indicele suplimentar $\boldsymbol{n} = 1 \ldots 2$ care ține seama de abaterile de la idealitate ale caracteristicii directe a diodei. La diodele integrate se poate considera $n = 1$, iar la diodele discrete indicele n are o valoare apropiată de 2.

O denumire mai potrivită pentru curentul invers de saturație al diodei $\boldsymbol{I_0}$ este aceea de **curent de scalare**, deoarece acest curent este proporțional cu aria transversală a diodei. Astfel

dublarea ariei unei diode conduce la o valoare dublă a lui I_0 şi conform ecuaţiei diodei idealizate, curentul prin diodă i_A se va dubla pentru aceeaşi tensiune pe diodă u_A. **Tensiunea termică U_T** la temperatura ambiantă $t = 17 \ldots 27°C$ este $U_T \cong 25 \ldots 26 \text{mV}$.

Dacă curentul direct prin diodă este semnificativ, mai precis pentru $i_A >> I_0$, ecuaţia (2.63) se poate aproxima cu relaţia exponenţială:

$$i_A \cong I_0 \exp \frac{u_A}{nU_T}. \tag{2.64}$$

Relaţia poate fi exprimată şi în forma logaritmică: $$u_A = nU_T \ln \frac{i_A}{I_0}. \tag{2.65}$$

Pentru două puncte de pe caracteristica diodei $\{U_1, I_1\}$ şi $\{U_2, I_2\}$ se pot scrie ecuaţiile:

$$I_1 = I_0 \exp \frac{U_1}{nU_T}, \qquad I_2 = I_0 \exp \frac{U_2}{nU_T}, \qquad \Rightarrow \quad \frac{I_1}{I_2} = \exp \frac{U_1 - U_2}{nU_T}.$$

Ultima ecuaţie poate fi rescrisă cu logaritmul natural, respectiv zecimal, după cum urmează:

$$U_1 - U_2 = nU_T \ln \frac{I_1}{I_2}, \qquad U_1 - U_2 = 2{,}3 nU_T \lg \frac{I_1}{I_2}. \tag{2.66}$$

Ecuaţia anterioară se poate exprima astfel: pentru o decadă (factor 10) de variaţie a curentului tensiunea pe diodă se schimbă cu $2{,}3 nU_T$, care este 60mV pentru $n=1$ şi 120mV pentru $n=2$. Dacă la trasarea caracteristicii se gradează logaritmic axa curentului, atunci caracteristica statică a diodei va fi liniară, cu o pantă de $2{,}3 nU_T$ pentru o decadă de variaţie a curentului ($I_1/I_2=10$). Dacă valoarea lui n nu se cunoaşte (ea poate fi obţinută experimental conform celor arătate anterior) atunci se poate considera o valoare convenabilă $\Delta U_{A0}=0{,}1\text{V/decadă}$ pentru panta caracteristicii statice a diodei. Pentru a defini caracteristica mai este necesar un punct; pentru o diodă discretă se poate considera că la un curent I_{A0}=1mA tensiunea pe diodă este U_{A0}=0,6V. Considerând aceste valori se poate determina tensiunea pe diodă la un anumit curent conform ecuaţiei:

$$u_A = U_{A0} + \Delta U_{A0} \lg \frac{i_A}{I_{A0}}. \tag{2.67}$$

Valoarea de referinţă a tensiunii, U_{A0}, se poate obţine cu un multimetru digital care indică (pe poziţia marcată cu simbolul diodei) tensiunea pe dioda polarizată direct cu un curent de circa 1mA.

Exemplu

În tabelul următor se compară tensiunea calculată conform relaţiei (2.67) cu tensiunile obţinute experimental pentru două diode uzuale: o diodă redresoare de 1A (cu indicativul 1N4001) şi o diodă de comutaţie de 100mA, 1N4148:

I_A (mA)		0,1	1	10	100	1000
U_A (V)	Rel (2.67)	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
	1N4001	0,47	0,58	0,69	0,8	0,93
	1N4148	0,5	0,61	0,73	0,91	-

Se constată că diferenţele sunt destul de mici, mai ales în zona curenţilor medii. La curenţi mari tensiunea măsurată este mai mare decât cea teoretică datorită căderii de tensiune pe rezistenţa serie a joncţiunii, conform relaţiei (2.61). (Noţiunea de curent mare are semnificaţie diferită în funcţie de tipul diodei şi este o valoare mai mică pentru diode cu curent nominal mai mic.)

Modelul exponenţial al diodei, definit conform relaţiei (2.58) sau (2.67), se poate utiliza pentru calculul *psf* prin metode aproximative.

2.4.3 Metoda aproximaţiilor succesive

Pentru circuitul din figura 2.30 se consideră modelul exponenţial pentru dioda *D*. La o tensiune U_{AA} suficientă (mai mare decât câteva zecimi de volt), curentul prin diodă este mare, mai precis $i_A \gg I_0$ şi se poate utiliza relaţia aproximativă (2.64). Sursa şi rezistenţa din circuit impun o relaţie liniară (2.62) între curent şi tensiune. *Psf* este soluţia sistemului de ecuaţii transcedental :

$$\begin{cases} i_A = I_0 \exp \dfrac{u_A}{nU_T} \\ u_A = U_{AA} - R \cdot i_A \end{cases} . \tag{2.68}$$

Un sistem dintre o relaţie liniară şi una exponenţială nu admite în general soluţie exactă, dar se poate rezolva prin metoda aproximaţiilor succesive ilustrată grafic în figura 2.32.

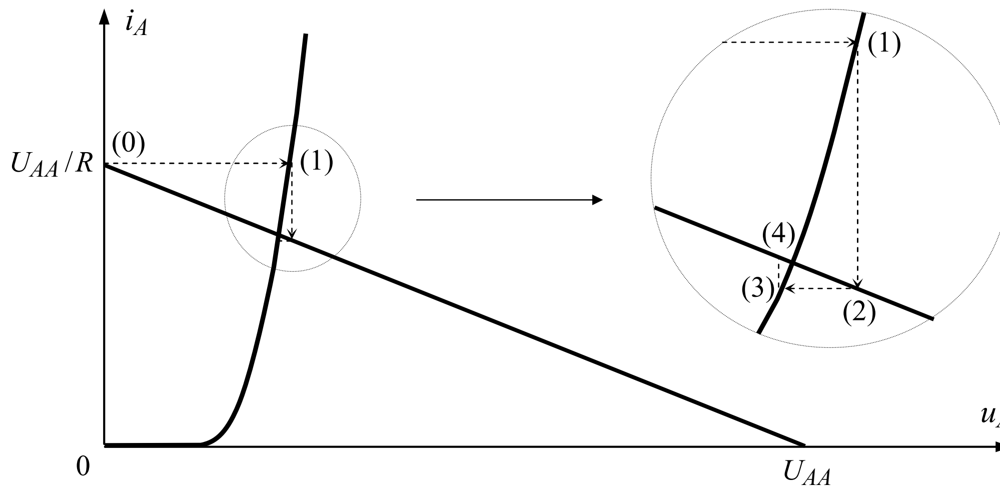


Fig. 2.32. Calculul *psf* prin metoda aproximaţiilor succesive.

Prima aproximaţie se consideră a fi punctul notat cu (0) pe figură, de coordonate:

$$u_A^{(0)} = 0, \quad i_A^{(0)} = U_{AA}/R.$$

Conform figurii, se calculează tensiunea în punctul (1) din ecuaţia diodei şi apoi curentul în punctul (2) din ecuaţia dreptei: $u_A^{(1)} = nU_T \ln \dfrac{i_A^{(0)}}{I_0}$, $i_A^{(2)} = \dfrac{U_{AA} - u_A^{(1)}}{R}$.

Calculul se poate continua până la atingerea preciziei dorite cu formulele de recurenţă:

$$u_A^{(k)} = nU_T \ln \frac{i_A^{(k-1)}}{I_0}, \quad i_A^{(k+1)} = \frac{U_{AA} - u_A^{(k)}}{R}. \tag{2.69}$$

Indicele din paranteza superioară reprezintă punctul şi ordinea în care se face calculul, respectiv pasul algoritmului. Algoritmul este rapid convergent; două – trei iteraţii sunt suficiente în majoritatea cazurilor. Calculul se opreşte atunci când diferenţa între două aproximaţii succesive ale aceleaşi mărimi este suficient de mică.

Modelul exponențial al diodei este un model precis dar neliniar şi această neliniaritate complică mult calcularea circuitelor cu diode. Acest model este utilizat mai ales de către programele de simulare a circuitelor, implementate cu ajutorul calculatorului; în acest caz complexitatea calculelor nu mai este un impediment. Simplificarea calculelor, pentru o proiectare sau analiză manuală, se realizează cu ajutorul modelelor liniarizate ale diodelor.

2.4.4 Modelul liniarizat cu tensiune de prag şi rezistență serie

Pentru obținerea acestui model se trasează o pereche de semidrepte care aproximează cât mai bine caracteristica exponențială a diodei ca în figura 2.33, o semidreaptă cu panta nulă şi una cu panta $1/r_D$, unde r_D este rezistența diferențială a diodei. Este evident că alegerea celor două segmente de dreaptă nu este unică; aproximarea cât mai exact a caracteristicii exponențiale se face prin considerarea unui domeniu de curenți cât mai restrâns. Domeniul de curenți considerat trebuie să includă în principiu curenții care parcurg dioda în aplicațiile unde se utilizează modelul.

Acest model are doi parametrii: tensiunea U_{D0} şi rezistența r_D. $\boldsymbol{U_{D0}}$ este tensiunea în punctul de intersecție al celor două semidrepte şi se numeşte **tensiune de deschidere**, cu valori uzuale între 0,5 şi 0,7V (pentru diodele cu siliciu, valori mai mari pentru diodele care lucrează la curenți mai mari). Rezistența diferențială a diodei r_D se poate determina experimental sau grafic din panta secantei la caracteristica diodei. Considerând cele două puncte de intersecție (1) şi (2) rezultă:

$$r_D = \frac{U_{A2} - U_{A1}}{I_{A2} - I_{A1}} = \frac{\Delta u_A}{\Delta i_A}.$$

Valorile uzuale pentru rezistența diferențială sunt de ordinul ohmilor (de la fracțiuni de ohmi la diodele de curent mare până la zeci sau chiar sute de ohmi la curenți mici). O altă metodă posibilă, care va fi utilizată la analiza diodei în regim dinamic, constă din evaluarea pantei tangentei la caracteristica diodei într-un punct, prin calcularea derivatei funcției exponențiale în acel punct.

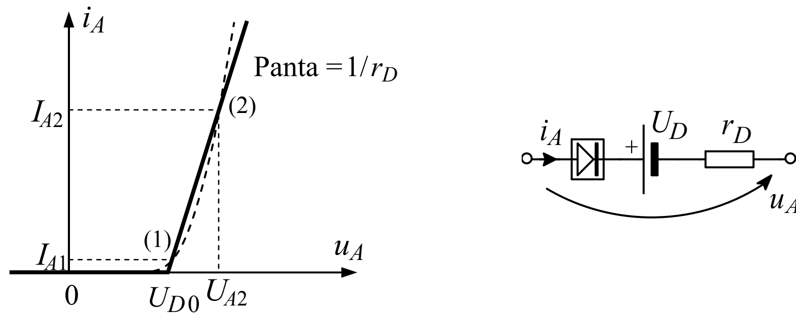


Fig. 2.33. Modelul cu tensiune de prag şi rezistență serie: caracteristica statică (comparată cu caracteristica exponențială) şi circuitul echivalent.

Caracteristica diodei cu tensiune de prag şi rezistență serie se poate descrie şi analitic prin ecuațiile semidreptelor:

$$\begin{cases} i_A = 0, & \text{pentru} \quad u_A < U_{D0} \\ u_A = U_{D0} + r_D \cdot i_A, & \text{pentru} \quad i_A > 0 \end{cases}. \tag{2.70}$$

Aceste ecuații pot fi reprezentate şi sub formă de circuit echivalent conform figurii 2.33. Schema echivalentă a diodei include şi o diodă ideală care permite curentului să circule doar în sens direct; ca urmare sursa de tensiune inclusă în model se comportă ca o sursă pasivă care nu poate furniza energie în circuitul exterior.

Un model liniarizat al diodei mai simplu este dioda cu tensiune de prag, iar cel mai simplu model este modelul diodei ideale. Aceste modele au fost prezentat în prima parte a acestui capitol.

2.4.5 Alegerea modelului pentru diode

Modelul cel mai potrivit pentru o aplicație dată este acela care realizează compromisul cel mai bun între precizie şi complexitate. Selectarea celui mai potrivit model este o chestiune de experiență şi practică în electronică.

În ceea ce priveşte modelarea diodelor, se vor utiliza modele cu atât mai complexe cu cât circuitul în care este conectată dioda este mai sensibil la modificarea tensiunii. Pentru tensiuni mari, de exemplu în cazul redresoarelor la tensiuni de sute de volți, modelul diodei ideale este suficient de precis. Pentru aplicațiile uzuale modelul diodei cu tensiune de prag este preferat cel mai adesea.

Exemplu de calcul

Să se determine punctul static de funcționare al diodei conectată în circuitul din figura 2.30 dacă $U_{AA}=3\text{V}$ şi $R=100\Omega$. Pentru diodă se vor considera următoarele modele:

a) dioda ideală;

b) dioda cu tensiune de prag, $U_D=0{,}7\text{V}$;

c) dioda cu tensiune de prag şi rezistență serie, $U_D=0{,}6\text{V}$, $r_D=5\Omega$;

d) dioda exponențială cu tensiunea pe diodă $U_{A0}=0{,}6\text{V}$ la un curent $I_{A0}=1\text{mA}$ cu o variație a tensiunii $\Delta U_{A0}=0{,}1\text{V/decadă}$;

e) dioda exponențială cu $I_0=50\text{pA}$ şi $n=1{,}5$.

Rezolvare:

a) Dioda ideală polarizată direct este un scurtcircuit, $U_A=0$ şi curentul prin circuit este:

$$I_A = U_{AA}/R = 3/100 = 0{,}03 = 30\text{mA}.$$

b) În cazul diodei cu tensiune de prag $U_A=U_D=0{,}7\text{V}$ şi curentul este:

$$I_A = (U_{AA} - U_D)/R = 2{,}3/100 = 23\text{mA}.$$

c) Tensiunea pe dioda cu tensiune de prag şi rezistență serie se calculează din schema echivalentă din figura 2.33 iar curentul din legea lui Ohm aplicată celor două rezistențe:

$$I_A = \frac{U_{AA} - U_{D0}}{R + r_D} = \frac{2{,}4}{105} = 22{,}9\text{mA}, \quad U_A = U_{D0} + r_D \cdot I_A = 0{,}6 + 0{,}114 = 0{,}714\text{V}.$$

Calculul cu modele exponențiale se va face prin aproximații succesive.

În cazul *d)* se va utiliza succesiv ecuația dreptei de sarcină (2.62) pentru a calcula curentul şi ecuație (2.67) pentru a calcula tensiunea pe diodă:

$$i_A^{(0)} = \frac{U_{AA}}{R} = \frac{3}{100} = 30\text{mA}, \quad u_A^{(1)} = U_{A0} + \Delta U_{A0} \lg\frac{i_A^{(0)}}{I_{A0}} = 0{,}6 + 0{,}1 \cdot \lg\frac{30}{1} = 0{,}748\text{V},$$

$$i_A^{(2)} = \frac{U_{AA} - u_A^{(1)}}{R} = 22{,}5\,\text{mA}, \quad u_A^{(3)} = U_{A0} + \Delta U_{A0} \lg\frac{i_A^{(2)}}{I_{A0}} = 0{,}6 + 0{,}1 \cdot \lg\frac{22{,}5}{1} = 0{,}735\text{V},$$

$$i_A^{(4)} = \frac{U_{AA} - u_A^{(3)}}{R} = 22{,}65\,\text{mA}, \quad u_A^{(5)} = U_{A0} + \Delta U_{A0} \lg\frac{i_A^{(4)}}{I_{A0}} = 0{,}6 + 0{,}1 \cdot \lg\frac{22{,}65}{1} = 0{,}7355\text{V}.$$

Se observă că ultimele două soluții sunt foarte apropiate şi se rețin ca soluție ultimele valori calculate (dacă se mai face o iterație se constată că se obțin practic aceleaşi ultime rezultate).

În cazul *e)* se utilizează ecuațiile (2.69) considerând ca prima aproximație valoarea curentului obținută cu modelul diodei ideale:

$$u_A^{(2)} = nU_T \ln\frac{i_A^{(1)}}{I_0} = 1{,}5\cdot 25\text{m}\cdot\ln\frac{30\text{m}}{50\text{p}} = 758\,\text{mV}, \quad i_A^{(3)} = \frac{U_{AA}-u_A^{(2)}}{R} = \frac{3-0{,}758}{100} = 22{,}4\,\text{mA},$$

$$u_A^{(4)} = nU_T \ln\frac{i_A^{(3)}}{I_0} = 1{,}5\cdot 25\text{m}\cdot\ln\frac{22{,}4\text{m}}{50\text{p}} = 747\,\text{mV}, \quad i_A^{(5)} = \frac{U_{AA}-u_A^{(4)}}{R} = \frac{3-0{,}747}{100} = 22{,}5\,\text{mA}.$$

Şi în acest caz se rețin ultimele soluții deoarece sunt foarte apropiate de soluțiile anterioare.

Din acest exemplu se constată că utilizarea modelelor exponențiale presupune calcule laborioase şi de aceea în practică se va prefera utilizarea modelelor liniarizate pentru calcule directe. Modelele exponențiale, mai precise, se vor utiliza cu programe de calculator (la care dificultatea calculelor nu mai este o problemă) în etapa de analiză a circuitelor electronice.

2.5 DIODA STABILIZATOARE

Dioda stabilizatoare sau **dioda zener** este o joncțiune *pn* a cărei tensiunea de străpungere este controlată tehnologic cât mai precis. Aceste diode sunt utilizate în polarizare inversă în zona de străpungere a caracteristicii statice, regiune în care tensiunea rămâne practic constantă la variații apreciabile ale curentului. Domeniul tensiunilor de lucru al diodelor zener este de 3…300V.

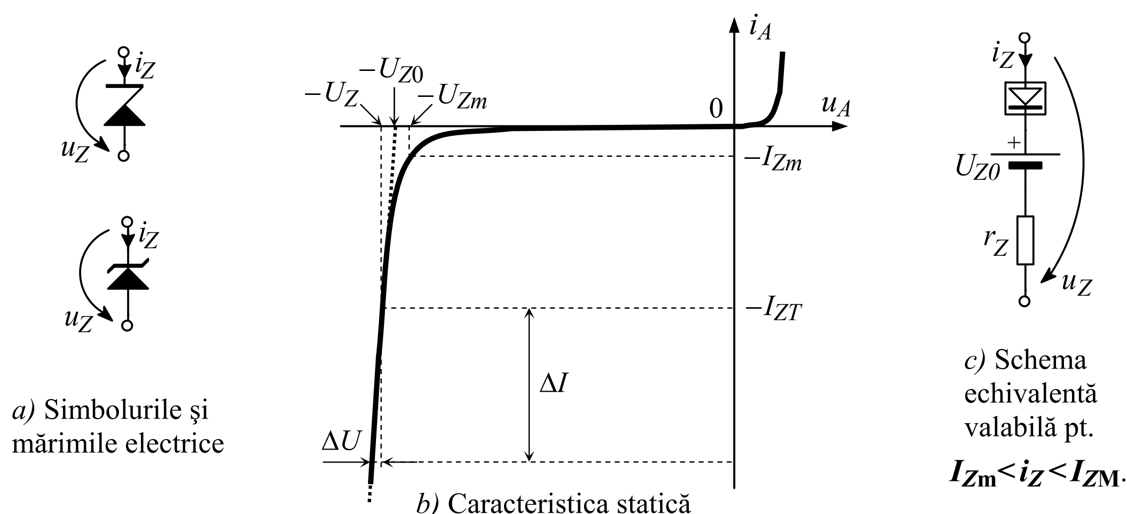


Fig. 2.34. Dioda stabilizatoare: simboluri, caracteristica inversă şi schema echivalentă.

Denumirea de diodă zener este de fapt improprie pentru că efectul Zener explică numai funcționarea diodelor cu tensiuni de stabilizare până la aproximativ 5V. La tensiuni mai mari de stabilizare, funcționarea diodelor se bazează pe efectul de multiplicare în avalanşă.

Simbolurile diodei stabilizatoare sunt cele din figura 2.34.*a*. Sensul mărimilor electrice asociate diodei zener este invers față de sensul convențional al joncțiunii *pn*, astfel încât i_Z şi u_Z să aibă valori pozitive la aplicațiile normale (unde dioda este polarizată invers).

2.5.1 Parametrii diodei zener

Caracteristica statică a diodei în zona de străpungere, cu unele detalii utile pentru definirea parametrilor diodei, este schițată în figura 2.34.*b*.

Tensiunea de stabilizare este cel mai important parametru al diodei stabilizatoare. În datele de catalog tensiunea $\boldsymbol{U_Z}$ (sau $\boldsymbol{U_{ZT}}$) este specificată la curentul de test I_{ZT} şi la temperatura ambiantă

de referință T_0 (de obicei 25°C). Față de valoarea nominală a tensiunii există o dispersie tehnologică de fabricație; în catalogul de diode se dau valorile limită: minima şi maxima admisă.

Rezistența diferențială (sau **dinamică**) r_Z indică variația tensiunii de stabilizare în funcție de variația curentului (variații determinate la curentul I_{ZT}):

$$r_Z = \left.\frac{\mathrm{d}u_Z}{\mathrm{d}i_Z}\right|_{I_{ZT}} .$$

Această rezistență are o valoare mică, uzual de ordinul ohmilor (cu variații de la fracțiuni de ohm până la sute de ohmi în funcție de tipul diodei şi de curentul care circulă prin diodă). Din punct de vedere grafic r_Z este inversul pantei tangentei la caracteristica statică. Întrucât caracteristica statică este neliniară, rezistența diferențială va depinde de curentul prin diodă. La creşterea curentului, rezistența dinamică scade conform unor curbe date în cataloage. Din aceste curbe se poate pune în evidență o proporționalitate (aproximativă) între logaritmul rezistenței dinamice şi logaritmul curentului prin diodă, din care rezultă:

$$r_Z \approx \frac{1}{\sqrt{I_Z}} \quad \left(\text{mai exact: } r_Z = \frac{a}{I_Z^p} + b \text{, cu } p = 0{,}3...1 \text{ şi } a, b \text{ constante} \right).$$

În practică se preferă aproximarea rezistenței diferențiale cu o valoare constantă, adică liniarizarea caracteristicii diodei. Caracteristica liniarizată a diodei este trasată cu linia punctată tangentă la graficul din figura 2.34.*b*, iar rezistența dinamică se poate calcula din panta acestei drepte:

$$r_Z = \Delta U / \Delta I \ . \tag{2.71}$$

Ecuația caracteristicii statice liniarizate a diodei zener,

$$u_Z = U_{Z0} + r_Z \cdot i_Z , \tag{2.72}$$

stă la baza modelului acesteia, prezentat în figura 2.34.*c* sub forma unei scheme echivalente. Dioda ideală din schema echivalentă nu permite circulația curentului dinspre sursa echivalentă U_{Z0} spre circuitul exterior diodei (şi de aceea U_{Z0} este o sursă pasivă). Schema echivalentă este valabilă pentru un curent prin diodă cuprins între curentul minim şi curentul maxim de stabilizare.

Curentul minim de stabilizare $I_{Z\mathrm{m}}$ este curentul la care dioda zener încă mai funcționează în regim de stabilizare. Acest curent depinde de aplicația concretă prin valoarea maximă admisă pentru rezistența diferențială. O primă estimare poate fi: $I_{Z\mathrm{m}} = (0{,}05\ldots0{,}1) I_{Z\mathrm{M}}$.

Curentul maxim de stabilizare $I_{Z\mathrm{M}}$ este impus de regimul termic staționar al diodei zener, astfel încât temperatura diodei să fie mai mică decât temperatura maximă admisibilă. Valoarea lui $I_{Z\mathrm{M}}$ corespunde puterii maxime care poate fi disipată de diodă, $P_{D\mathrm{adm}}$ (specificată la T_0=25°C):

$$I_{ZM} = P_{D\mathrm{adm}} / U_Z \ . \tag{2.73}$$

Puterea disipată admisibilă $P_{D\mathrm{adm}}$ are valori uzuale de 0,5…50W în funcție de tipul diodei.

Coeficientul de temperatură α_{VZ} reprezintă variația normată a tensiunii cu temperatura:

$$\alpha_{VZ} = \frac{\mathrm{d}u_Z}{\mathrm{d}T} \frac{1}{U_Z} \quad \left[\frac{\%}{°\mathrm{C}} \right]. \tag{2.74}$$

Coeficientul de temperatură este negativ pentru diode cu U_Z<5…6V, pozitiv pentru tensiuni mai mari şi minim pentru U_Z=5…6V. Există şi dispozitive speciale de stabilizare a tensiunii la care sunt folosite tehnici speciale de compensare termică.

Cu ajutorul coeficientului α_{VZ} se poate calcula tensiunea de stabilizare la o temperatură T:

$$U_Z(T) = U_Z(T_0) \cdot [1 + \alpha_{VZ}(T - T_0)]. \tag{2.75}$$

Dioda zener este folosită mai ales ca element de referinţă în stabilizatoarele de tensiune sau ca element activ în stabilizatoarele parametrice. Alte aplicaţii uzuale ale diodelor zener sunt limitatoarele de tensiune şi circuitele de deplasare de nivel.

2.5.2 Stabilizatorul de tensiune parametric

Stabilizatorul de tensiune este circuitul care menţine cât mai constantă tensiunea la ieşire în raport cu variaţia tensiunii la intrare, a curentului de ieşire şi a temperaturii.

Stabilizatorul de tensiune parametric constă dintr-o rezistenţă conectată în serie şi o diodă zener conectată în paralel cu sarcina, conform figurii 2.35. Denumirea acestuia provine de la faptul că valoarea tensiunii stabilizate depinde direct de parametrii diodei zener. Rezistenţa din circuit se mai numeşte **rezistenţă de balast** deoarece preia surplusul de tensiune dintre intrare şi ieşire.

Pentru a analiza funcţionarea de principiu a circuitului, se înlocuieşte dioda zener cu modelul simplificat, modelul din figura 2.34.*b* cu $r_Z = 0$. Anularea rezistenţei diferenţiale este posibilă datorită valorilor mici ale acesteia; rezultă astfel modelul diodei stabilizatoare ideale, la care tensiunea nu depinde de curent. La determinarea variaţiilor tensiunii de ieşire va trebui să se ia în considerare însă şi rezistenţa diferenţială a diodei, neglijată iniţial. Dioda ideală din figura 2.34.*b* s-a înlocuit cu un scurtcircuit deoarece curentul prin diodă este pozitiv, $i_Z > 0$.

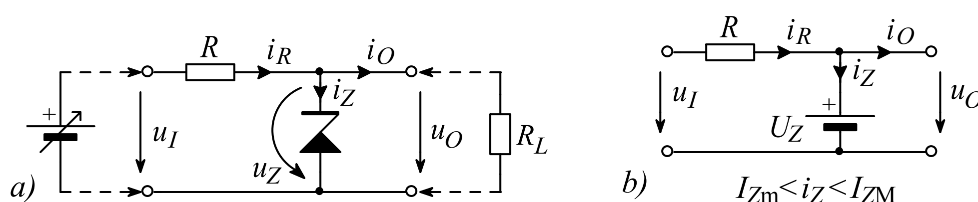


Fig. 2.35. Stabilizatorul parametric; schema de principiu şi schema echivalentă simplificată.

Pe baza circuitului simplificat din figura 2.35.*b* se determină limitele pentru care circuitul funcţionează corect. Dacă se presupune în prima fază a analizei curentul de ieşire constant, atunci **limitele posibile ale tensiunii de intrare** rezultă din limitele admise ale curentului prin diodă:

$$I_{Zm} \le i_Z \le I_{ZM}, \tag{2.76}$$

$$i_Z = i_R - i_O = \frac{u_I - U_Z}{R} - i_O \Rightarrow u_I = U_Z + R \cdot (i_Z + i_O) \tag{2.77}.$$

Cu literă mică se notează mărimile electrice din circuit, cu literă mare parametrii diodei sau mărimile constante. Pentru $i_O = \text{constant} = I_O$, limitele posibile ale tensiunii de intrare sunt:

$$U_Z + R \cdot (I_{Zm} + I_O) \le u_I \le U_Z + R \cdot (I_{ZM} + I_O). \tag{2.78}$$

În orice caz condiţia foarte simplă: $u_I > U_Z$ (2.79)

este absolut necesară; circuitul poate să reducă tensiunea de intrare dar nu poate să o mărească.

Pentru a calcula **limitele curentului de ieşire** se presupune că tensiunea de intrare este constantă $u_I = \text{constant} = U_I$ şi că respectă cel puţin relaţia (2.79). Curentul maxim de ieşire rezultă pentru curentul minim de stabilizare I_{Zm} prin diodă:

$$i_O = \frac{u_I - U_Z}{R} - i_Z \Rightarrow i_{OM} = \frac{U_I - U_Z}{R} - I_{Zm}. \tag{2.80}$$

La un curent nul prin sarcină rezultă un curent maxim prin diodă iar puterea disipată va fi maximă. Se verifică dacă puterea disipată în diodă este mai mică decât puterea maximă admisă, $P_{D\text{adm}}$.

$$i_{ZM} = \frac{U_I - U_Z}{R}, \quad P_{dZM} = U_Z \cdot i_{ZM} < P_{D\text{adm}}. \tag{2.81}$$

Dacă această condiție nu se îndeplinește, atunci se calculează valoarea minimă admisă a curentului de ieșire: $i_{Om} = (U_I - U_Z)/R - I_{ZM}$ și se impune condiția suplimentară: $i_O > i_{Om}$ sau se alege o altă diodă zener cu o putere disipată admisibilă $P_{D\text{adm}}$ mai mare.

Variația tensiunii de ieșire este variația tensiunii pe dioda zener. Conform (2.71) rezultă:

$$\Delta u_O \cong r_D \Delta i_Z = r_D \cdot (i_{ZM} - i_{Zm}). \tag{2.82}$$

Curenții, minim și maxim, care circulă efectiv prin diodă, i_{Zm} și i_{ZM}, se calculează considerând limitele extreme de variație ale tensiunii de intrare și ale curentului de ieșire. Variația simultană a tensiunii de intrare și a curentului de ieșire este analizată în exemplul următor.

Exemplu de proiectare

a) Să se determine parametrii (U_{Z0} și r_Z) unei diode stabilizatoare pentru care s-au măsurat: $U_{Z1} = 6{,}3\,\text{V}$ la $I_{Z1} = 50\,\text{mA}$ și $U_{Z2} = 6{,}4\,\text{V}$ la $I_{Z2} = 100\,\text{mA}$.

b) Utilizând această diodă să se proiecteze un stabilizator parametric care să funcționeze corect pentru $u_I = 12\ldots15\text{V}$ și $i_O = 20\ldots80\text{mA}$. Se admite $I_{Zm} = 5\,\text{mA}$, $P_{D\text{adm}} = 1\,\text{W}$ și $r_Z \cong 0$.

c) Să se determine limitele extreme ale tensiunii de ieșire pentru r_Z calculată la punctul *a*.

Rezolvare:

a) Schema echivalentă a diodei zener din figura 2.34.*c* conduce la relația (2.72). Pentru a calcula parametrii diodei, U_{Z0} și r_Z, (considerați ca fiind constante), se scrie relația (2.72) de două ori succesiv pentru cele două puncte (de pe caracteristica diodei) din enunț:

$$\begin{cases} U_{Z1} = U_{Z0} + r_Z \cdot I_{Z1} \\ U_{Z2} = U_{Z0} + r_Z \cdot I_{Z2} \end{cases}.$$

Cele două ecuații sunt un sistem de ecuații cu necunoscutele U_{Z0} și r_Z. Rezultă:

$$r_Z = \frac{U_{Z2} - U_{Z1}}{I_{Z2} - I_{Z1}} = \frac{6{,}4 - 6{,}3}{0{,}1 - 0{,}05} = 2\Omega, \quad U_{Z0} = U_{Z1} + r_Z I_{Z1} = 6{,}2\text{V}.$$

b) Prin proiectarea stabilizatorului se înțelege determinarea componentelor stabilizatorului parametric cu schema din figura 2.35.*a*, adică aflarea valorii și a puterii disipate de rezistorul *R*. Deoarece se neglijează r_Z, calculele se pot face pe schema echivalentă din figura 2.35.*b*.

Pentru ca stabilizatorul să funcționeze corect, curentul prin diodă trebuie să fie mai mare decât curentul minim pentru orice valoare a tensiunii de intrare și a curentului de ieșire:

$$i_Z = i_R - i_O = \frac{u_I - U_{Z0}}{R} - i_O \geq I_{Zm}.$$

Cele mai defavorabile condiții în ecuația precedenta apar pentru o valoare minimă în stânga inegalității adică pentru tensiunea de intrare minimă și curentul de ieșire maxim, U_{Im} și I_{OM}:

$$\frac{U_{Im} - U_{Z0}}{R} - I_{OM} \geq I_{Zm} \;\Rightarrow\; R \leq \frac{U_{Im} - U_{Z0}}{I_{OM} + I_{Zm}} = \frac{12 - 6{,}2}{(80 + 5)\text{m}} \cong 68\Omega.$$

Puterea disipată de rezistor este maximă pentru o tensiune de intrare maximă:

$$P_{dR\mathrm{M}} = \frac{(U_{IM} - U_{Z0})^2}{R} = \frac{(15-6{,}2)^2}{68} = 1{,}14\mathrm{W}$$

Se poate alege un rezistor de 68Ω/2W. În final se verifică dacă puterea maximă disipată în dioda zener este mai mică decât puterea maximă admisibilă:

$$P_{dZ\mathrm{M}} = U_Z\left(\frac{U_{I\mathrm{M}} - U_{Z0}}{R} - I_{O\mathrm{m}}\right) = 6{,}2\left(\frac{15-6{,}2}{68} - 0{,}02\right) = 0{,}68\mathrm{W} < 1\mathrm{W}\left(= P_{D\mathrm{adm}}\right).$$

c) Pentru a determina limitele tensiunii de ieşire trebuie să se ia în considerare şi r_Z prin utilizarea schemei echivalente din figura 2.34.*c* în locul diodei. În circuitul echivalent rezultat astfel, figura 2.36, se calculează tensiunea de ieşire şi apoi se consideră cazurile extreme:

$$u_O = \frac{U_{Z0} + r_Z\left[(u_I/R) - i_O\right]}{1 + r_Z/R} = \frac{6{,}2 + 2\left[(12/68) - 0{,}08\right]}{1 + 2/68} \cdots \frac{6{,}2 + 2\left[(15/68) - 0{,}02\right]}{1 + 2/68} = 6{,}21\ldots 6{,}413\mathrm{V}$$

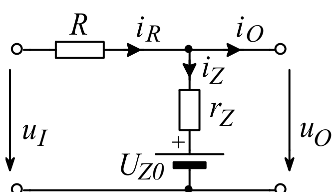


Fig. 2.36. Stabilizatorul parametric: schema echivalentă utilizată pentru determinarea variaţiilor tensiunii de ieşire.

Calculul simplificat se poate face conform următoarei metode: se calculează curentul prin dioda zener fără a considera rezistenţa diferenţială a diodei (aproximaţie posibilă deoarece $r_Z \ll R$ şi $i_Z < i_R$) şi apoi se determină tensiunea de ieşire considerând şi rezistenţa r_Z:

$$u_O = U_{Z0} + r_Z i_Z \cong U_{Z0} + r_Z\left(\frac{u_I - U_{Z0}}{R} - i_O\right)$$

În acest caz limitele extreme ale tensiunii de ieşire vor fi:

$$u_O \cong 6{,}2 + 2\cdot\left[\left(\frac{12-6{,}8}{68} - 0{,}08\right)\cdots\left(\frac{15-6{,}8}{68} - 0{,}02\right)\right] = 6{,}211\ldots 6{,}419\mathrm{V}$$

Se poate constata o diferenţă nesemnificativă între rezultatele celor două metode de calcul; calculul aproximativ este preferabil în practică deoarece este mai simplu.

2.5.3 Limitator de tensiune bilateral cu diodă zener (DZ)

Diodele zener pot fi utilizate în aplicaţii de curent alternativ (*ca*) pentru a fixa niveluri limită de tensiune care nu trebuie depăşite. Stabilizatorul de tensiune (fără sarcină) poate fi privit ca un limitator de tensiune care limitează alternanţa pozitivă la tensiunea de stabilizare U_Z şi alternanţa negativă la tensiunea unei diode polarizate direct U_D. Stabilizatoarele cu diode zener pot fi privite ca limitatoare cu tensiune de prag unipolare (prezentate în paragraful 2.2.7) pentru $U_P \cong U_Z$.

Un limitator specific diodelor zener este obţinut prin conectarea în opoziţie a două diode zener – în serie, cu anozii (sau catozii) comuni, ca în figura 2.37. Circuitul limitează ambele vârfuri ale semnalului conform figurii 2.15 cu $U_{O+} = U_{Z1} + U_D$ şi $U_{O-} = -U_{Z2} - U_D$.

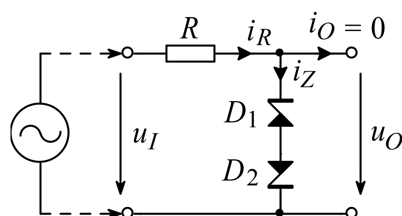


Fig. 2.37. Limitatorul bilateral de tensiune realizat cu două diode zener (conectate în opoziţie).

Tensiunea de ieşire depinde de starea diodelor care pot fi: blocate cu $i_A \cong 0$, în conducție directă cu $u_A \cong U_D$ sau în străpungere cu $-u_A \cong U_Z$. Astfel:

$$\begin{cases} u_O = U_{Z1} + U_D \quad \text{dacă} \quad u_I \geq U_{Z1} + U_D \ ; \ D_2 \text{ conduce direct}, D_1 \text{ ca diodă zener} \\ u_O = u_I \quad \text{dacă} \quad -U_{Z2} - U_D < u_I < U_{Z1} + U_D \ ; \ \text{ambele diode sunt blocate} \\ u_O = -U_{Z2} - U_D \quad \text{dacă} \quad u_I \leq -U_{Z2} - U_D \ ; \ D_1 \text{ conduce direct}, D_2 \text{ ca diodă zener} \end{cases} \quad (2.83)$$

Rezistorul R preia diferența de tensiune dintre intrare şi ieşire atunci când diodele conduc. Dacă tensiunea este între valorile limită, căderea de tensiune pe R este nulă deoarece diodele sunt blocate şi circuitul lucrează în gol: $i_R = i_Z + i_O \cong 0 + 0 = 0 \quad \Rightarrow \quad u_O = u_I - u_R = u_I - R \cdot i_R = u_I$.

2.5.4 Circuit de deplasare de nivel cu DZ

Circuitul de deplasare de nivel modifică nivelul de *cc* al unui semnal, astfel încât tensiunea de ieşire este mai mică (sau mai mare) decât tensiunea de intrare cu o valoare constantă. Astfel de circuite pot fi utilizate pentru cuplarea etajelor de amplificare din interiorul unui circuit integrat. Un circuit de deplasare de nivel şi caracteristica de transfer realizată sunt prezentate în figura 2.38.

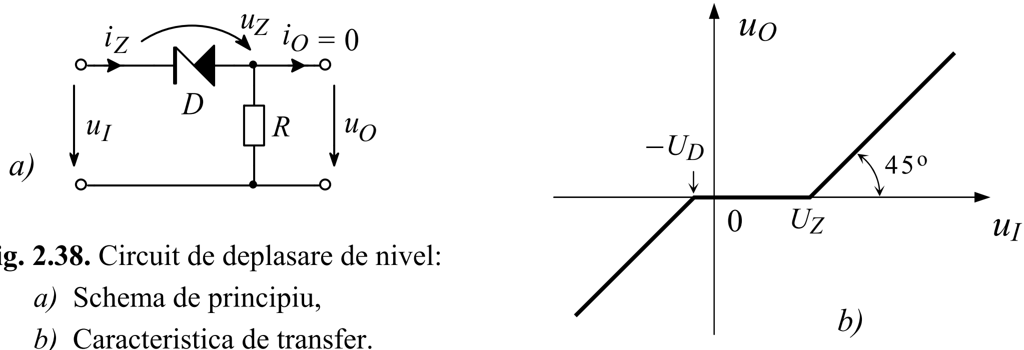


Fig. 2.38. Circuit de deplasare de nivel:
a) Schema de principiu,
b) Caracteristica de transfer.

Tensiunea de ieşire depinde de starea diodei şi poate fi exprimată analitic ca fiind:

$$u_O = u_I - u_Z \quad \text{sau} \quad u_O = R \cdot i_R = R \cdot (i_Z - i_O) = R \cdot i_Z, \ (i_O = 0, \text{ieşirea este în gol}).$$

1. Pentru $u_I > U_Z$ dioda D lucrează ca diodă zener, $u_Z = U_Z$ şi $u_O = u_I - U_Z$ $(< u_I)$.
2. Dacă $u_I < -U_D$ atunci dioda D este polarizată direct, $u_Z = -U_D$ şi $u_O = u_I + U_D$ $(> u_I)$.
3. Dacă u_I este între cele două limite, atunci dioda D este blocată, $i_Z \cong 0$ şi $u_O \cong 0$.

Circuitul poate fi privit şi ca detector de prag, cu pragul pozitiv U_Z (şi pragul negativ $-U_D$) în sensul că la ieşirea circuitului apare o tensiune doar dacă tensiunea de intrare depăşeşte tensiunea U_Z (sau este mai mică decât $-U_D$).

În primul caz (dintre cele trei situații posibile) circuitul realizează deplasarea nivelului de *cc* cu tensiunea U_Z, în sensul că tensiunea de ieşire este mai mică decât cea de intrare cu U_Z (în *cc*). Semnalul de intrare constă din variațiile tensiunii de intrare. Aceste variații se transmit la ieşire practic nemodificate (deoarece tensiunea pe dioda zener se menține aproximativ constantă $u_Z \cong U_Z$, indiferent de variațiile tensiunii de intrare, cât timp $u_I > U_Z$).

2.6 DIODA ÎN REGIM DINAMIC

În unele aplicații, peste componenta de polarizare, de curent continuu (*cc*), se suprapune un semnal de curent alternativ (*ca*). În aceste cazuri prezintă interes determinarea componentei de *ca* a curentului presupunând cunoscută tensiunea de *ca*, sau identificarea unei scheme echivalente a diodei utilizabilă în *ca*. Cel mai simplu circuit cu diodă la care apar atât mărimi de *cc* cât şi de *ca* este prezentat în figura 2.39.*a*.

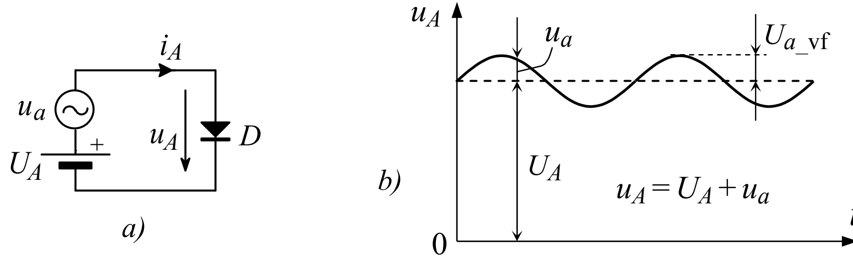


Fig. 2.39. *a)* Circuit de principiu pentru studiul regimului dinamic al diodei; *b)* Semnalul sinusoidal u_a suprapus peste tensiunea de polarizare U_A.

Conform circuitului, tensiunea aplicată diodei în fiecare moment (componentă totală sau instantanee) este o sumă a tensiunii de polarizare (componenta de *cc*) şi a tensiunii semnalului (componenta de *ca*):

$$u_A = U_A + u_a \,. \tag{2.84}$$

Tensiunea pe diodă şi componentele acesteia sunt puse în evidență în figura 2.39.*b* pentru cazul unui semnal sinusoidal.

2.6.1 Dioda idealizată la joasă frecvență

Termenul de joasă frecvență se referă la un regim de funcționare cvasistaționar, adică un regim care poate fi descompus într-o succesiune de regimuri staționare. Trecerea de la un *psf* la altul nu este afectată de efectele capacitive din circuit; timpii de trecere de la un regim la altul sunt mult mai lungi decât constantele de timp asociate capacităților şi regimurile tranzitorii se pot neglija.

Ecuația diodei idealizate pentru $i_A \gg I_0$, (2.64), este valabilă atât în de *cc* cât şi pentru mărimile instantanee:

$$I_A = I_0 \exp\frac{U_A}{nU_T}, \quad i_A = I_0 \exp\frac{u_A}{nU_T}\,. \tag{2.85}$$

După înlocuirea tensiunii instantanee conform relației (2.84) se obține:

$$i_A = I_0 \exp\frac{U_A + u_a}{nU_T} = I_0 \exp\frac{U_A}{nU_T}\exp\frac{u_a}{nU_T} = I_A \exp\frac{u_a}{nU_T} = I_A\left[1 + \frac{u_a}{nU_T} + \frac{1}{2!}\left(\frac{u_a}{nU_T}\right)^2 + \ldots\right].$$

Dacă aşa numita condiție de semnal mic:

$$u_a \ll nU_T\,, \tag{2.86}$$

este valabilă, atunci termenii superiori din dezvoltarea în serie a exponențialei pot fi neglijați şi se obține o relație liniarizată din care se poate exprima componenta de *ca* a curentului:

$$i_A \cong I_A + I_A\frac{u_a}{nU_T} = I_A + i_a \;\Rightarrow\; i_a = I_A\frac{u_a}{nU_T}\,. \tag{2.87}$$

Se constată că dacă se aplică diodei o tensiune de polarizare combinată cu un semnal mic, se pot separa cele două componente ale curentului, una de polarizare şi una de semnal; comportarea diodei este liniară şi circuitului i se poate aplica o versiune modificată a teoremei superpoziției. **Metoda de analiză** care rezultă constă din calcularea separată a mărimilor de *cc* pe baza schemei

echivalente de *cc* (în care sursele independente de *ca* sunt pasivizate) şi apoi a mărimilor de *ca*, pe baza schemei echivalente de *ca* (în care sursele de *cc* sunt pasivizate). În final se obţin mărimile electrice instantanee, prin însumarea celor două componente ale fiecărei mărimi. Această metodă se poate aplica pentru circuitele care se comportă liniar, cel puţin în condiţii de semnal mic.

Din punct de vedere practic, condiţia de semnal mic înseamnă că amplitudinea componentei de *ca* trebuie să fie mai mică decât circa 10mV:

$$U_{a_\mathrm{vf}} < 10\,\mathrm{mV}, \tag{2.88}$$

ceea ce conduce, la temperatura camerei, la o eroare mai mică de 2…7% (funcţie de valoarea lui *n*).

Liniaritatea relaţiei dintre mărimile de *ca* înseamnă că diodei se comportă rezistiv (în *ca*):

$$r_D = \frac{\mathrm{d}u_A}{\mathrm{d}i_A} \cong \frac{u_a}{i_a} = r_d\,, \quad r_d = \frac{nU_T}{I_A}\,. \tag{2.89}$$

Conform relaţiei anterioare, **rezistenţa diferenţială** a diodei r_D este aproximativ egală cu r_d – **rezistenţa dinamică** (sau rezistenţa internă) a diodei în condiţii de semnal mic.

2.6.2 Comportarea diodei la înaltă frecvenţă

La frecvenţe înalte apare un regim de funcţionare nestaţionar, la care efectele capacitive din circuit nu mai pot fi neglijate. La o diodă se pot constata două efecte capacitive majore care se modelează cu două capacităţi: capacitatea de barieră şi capacitatea de difuzie.

Capacitatea de barieră

Dacă se analizează structura unei joncţiuni *pn* din figurile 2.25 şi 2.26 se remarcă o structură de condensator plan: un izolator (regiunea golită de purtători mobili) între două armături (regiunile neutre, conductive). Capacitatea, numită de barieră, a acestui condensator plan este:

$$C_b = \frac{\varepsilon \cdot A_J}{l_J} \approx \frac{1}{\sqrt{U_0 - u_A}} = \frac{1}{\sqrt{U_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - u_A/U_0}}\,, \tag{2.90}$$

unde A_J este aria joncţiunii, ε este permitivitatea dielectrică a siliciului şi U_0 este potenţialul electric intern al joncţiunii. La relaţia precedentă s-a utilizat dependenţa (2.54). Proporţionalitatea se păstrează indiferent de tensiunea aplicată diodei deci şi la polarizare nulă:

$$C_{b0} = C_b\big|_{U_A=0} = \frac{\varepsilon \cdot A_J}{l_{J0}} \approx \frac{1}{\sqrt{U_0}} \quad \Rightarrow \quad C_b = \frac{C_{b0}}{\sqrt{1 - u_A/U_0}}\,. \tag{2.91}$$

În condiţii de semnal mic, variaţia de tensiune este mică şi poate fi neglijată,

$$u_A = U_A + u_a \cong U_A \text{ pentru } u_a \ll U_A\,,$$

deci capacitatea de barieră poate fi considerată constantă. Valoarea acestei capacităţi depinde însă de *psf*, fiind funcţie de tensiunea de polarizare U_A. Relaţia mai precisă de calcul a C_b:

$$C_b = \frac{C_{b0}}{\left(1 - U_A/U_0\right)^m}\,, \tag{2.92}$$

introduce un coeficient suplimentar care depinde de tipul joncţiunii, numit factor de gradare, $m \cong 0{,}5$ pentru joncţiuni abrupte şi $m \cong 0{,}33$ pentru joncţiuni gradate (la care trecerea de la o majoritate de impurităţi acceptoare la o majoritate de impurităţi donoare se face gradat; este cazul joncţiunilor obţinute prin difuzie).

La polarizare directă precizia relaţiei precedente este nesatisfăcătoare şi va fi înlocuită de o relaţie empirică:

$$C_b \cong 2\,C_{b0}. \tag{2.92'}$$

Capacitatea de difuzie

Capacitatea de difuzie se datorează sarcinilor electrice acumulate în regiunile neutre ale joncțiunii. La polarizare directă, curentul electric prin joncțiune se datorează difuziei purtătorilor majoritari care după traversarea *RSS* devin purtători minoritari în regiunea neutră respectivă. Concentrația purtătorilor minoritari de sarcină din regiunile neutre este schițată în figura 2.27.

La modificarea tensiunii pe joncțiune, se modifică concentrația purtătorilor majoritari şi curentul prin joncțiune. Modificarea sarcinii electrice (a purtătorilor minoritari din regiunile neutre, a căror concentrație s-a modificat) cu modificarea tensiunii este specifică unei capacități. Modelarea acestui efect capacitiv (complet diferit de efectul de stocare a sarcinii în *RSS*) se face cu ajutorul capacității de difuzie:

$$C_d = \frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}u_A}, \quad \mathrm{d}Q = \tau_T \cdot di_A \quad \Rightarrow \quad C_d = \tau_T \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}u_A} = \frac{\tau_T}{r_D}, \tag{2.93}$$

unde τ_T este **timpul mediu de tranzit** al diodei. La dispozitivele practice, cu joncțiunii asimetrice, acest timp reprezintă timpul de viață al purtătorilor regiunii mai puternic dopate, de exemplu pentru cazul $N_A >> N_D$, $i_p >> i_n$, $Q_p >> Q_n$, $Q \cong Q_p$ şi $\tau_T \cong \tau_p$, adică timpul mediu de tranzit este aproximativ egal cu timpul de viață al golurilor în zona *n* (purtători minoritari, după traversarea joncțiunii).

În condiții de semnal mic, $r_D \cong r_d$, $i_A \cong I_A$ şi utilizând (2.89), pentru $n = 1$, rezultă:

$$C_d = \frac{\tau_T}{U_T} I_A, \tag{2.94}$$

unde I_A este curentul de polarizare în *psf*. Capacitatea C_d este direct proporțională cu I_A şi de aceea este foarte mică la polarizare inversă (în general pentru tensiuni mai mici decât tensiunea de prag a diodei). Pentru a obține o capacitate de difuzie cât mai mică, în cazul diodelor de înaltă frecvență, timpul de tranzit se reduce prin metode tehnologice speciale (de exemplu dopare cu aur).

2.6.3 Schema echivalentă la semnal mic

Reunind elementele prezentate anterior r_d, C_b şi C_d rezultă schema echivalentă de semnal mic a diodei, prezentată în figura 2.40.

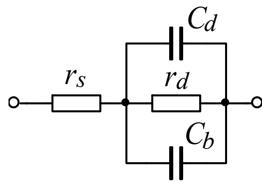


Fig. 2.40. Schema echivalentă a diodei în regim dinamic la semnal mic.

Rezistența r_s este rezistența serie a diodei şi reprezintă în esență rezistența regiunilor neutre ale joncțiunii conform relației (2.61), cu valori de ordinul ohmilor – de la fracțiuni de ohm la diodele de curent mare şi până la zeci (sau chiar sute) de ohmi la diodele de curent mic.

Schema echivalentă se simplifică în funcție de regimul de funcționare al diodei:

- Pentru curenți mici şi medii prin diodă, rezistența serie r_s se poate neglija, deoarece $r_d >> r_s$.
- La polarizare directă, capacitatea de barieră C_b ($\cong 2C_{b0}$) se poate neglija, deoarece $C_d >> C_b$.
- La polarizare inversă, $C_d \cong 0$, r_d este foarte mare şi din schema echivalentă rămâne doar C_b.
- La joasă frecvență dioda are caracter rezistiv; reactanțele capacitive sunt mici şi se pot neglija.

Aplicație

Pentru circuitul din figura 2.41.*a* cu $u_g = 0{,}5\sin\omega t$ (V), se consideră o diodă cu $U_D = 0{,}6$V; $U_T = 26$mV şi $n = 1$. Să se determine tensiunea la bornele diodei şi curentul care trece prin diodă.

La frecvenţa semnalului, condensatorul are o reactanţă foarte mică (poate fi considerat un scurtcircuit din p.d.v. al semnalului) şi se pot neglija efectele capacitive din diodă.

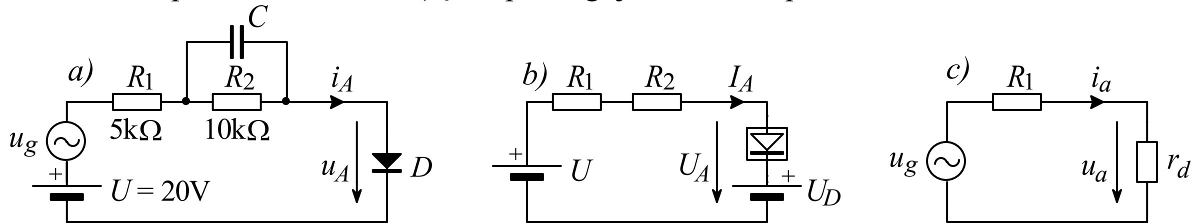


Fig. 2.41. Aplicaţie la regimul dinamic al diodei. *a)* Schema de principiu şi schemele echivalente: *b)* de *cc*; *c)* de *ca*.

Rezolvare:

Se presupune iniţial că este îndeplinită condiţia de semnal mic, (2.86) sau (2.88) şi deci dioda are o comportare aproximativ liniară. Ca urmare se poate utiliza versiunea modificată a teoremei superpoziţiei, care constă din calcularea separată a mărimilor de *cc* pe baza schemei echivalente de *cc* şi apoi a mărimilor de *ca*, pe baza schemei echivalente de *ca*. Mărimile electrice instantanee se obţin prin însumarea celor două componente ale fiecărei mărimi.

În schema echivalentă de *cc* din figura 2.41.*b*:

- sursa independentă de *ca* este pasivizată (se anulează, deci se înlocuieşte cu un scurtcircuit),
- dioda este înlocuită cu modelul cu tensiune de prag (model sugerat de forma în care se dau datele problemei) şi
- condensatorul este înlocuit cu o întrerupere de circuit (nu mai apare în schema de *cc*, deoarece nu are nici un efect în *cc*).

Schema echivalentă de *ca* din figura 2.41.*c* se obţine prin:

- pasivizarea sursei de *cc*,
- înlocuirea diodei cu schema echivalentă de semnal mic, joasă frecvenţă şi
- înlocuirea condensatorului cu un scurtcircuit.

Determinarea *psf* al diodei se face în schema echivalentă de *cc*. Dioda ideală din schemă se înlocuieşte cu un scurtcircuit, deoarece este în conducţie, parcursă de un curent pozitiv:

$$I_A = \frac{U - U_D}{R_1 + R_2} = \frac{20 - 0{,}6}{15\text{k}} = 1{,}3\,\text{mA}\,.$$

Conform 2.89, rezistenţa dinamică a diodei este: $r_d = \dfrac{nU_T}{I_A} = \dfrac{26\text{m}}{1{,}3\text{m}} = 20\,\Omega\,.$

Tensiunea de *ca* pe diodă se determină cu regula divizorului de tensiune în schema de *ca*:

$$u_a = \frac{r_d}{r_d + R_1} u_g = \frac{20}{5020} 0{,}5\sin\omega t = 2\cdot 10^{-3}\sin\omega t\ \text{(V)}\,.$$

Se constată că este îndeplinită condiţia de semnal mic:

$$u_a < u_{a\max} = 2\text{mV} \ll nU_T = 26\text{mV}$$

şi deci presupunerea inițială (de comportare liniară a diodei) este validată.

Componenta alternativă a curentului prin diodă se determină din legea lui Ohm în *ca*:

$$i_a = \frac{u_a}{r_d} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \sin \omega t}{20} = 0{,}1 \sin \omega t \text{ (mA)}.$$

Mărimile instantanee (tensiunea pe diodă şi curentul prin diodă) se obțin prin însumarea componentei de *cc* cu cea de *ca* pentru fiecare mărime în parte:

$$u_A = U_A + u_a = 0{,}6 + 2 \cdot 10^{-3} \sin\omega t \text{ (V)},$$
$$i_A = I_A + i_A = 1{,}3 + 0{,}1\sin\omega t \text{ (mA)}.$$

La această problemă s-a folosit **metoda superpoziției în *cc* şi *ca***, metodă care se va utiliza intensiv pentru calcularea circuitelor electronice. Modul de obținere a circuitelor echivalente (de *cc* şi de *ca*) a fost prezentat sistematic şi poate fi utilizat la orice alt circuit liniar (sau liniarizat în condiții de semnal mic). Se observă că rezolvarea circuitelor echivalente este foarte simplă.

2.7 MODELAREA DIODEI ÎN SPICE

Utilizarea calculatorului la simularea funcționării circuitelor electrice este un pas important al proiectării. Aceasta permite proiectantului să verifice dacă proiectul va respecta specificațiile, în condițiile în care se vor utiliza componente reale de circuit. De asemenea, permite proiectantului să analizeze mai precis funcționarea circuitului şi să ajusteze proiectul final înaintea intrării acestuia în fabricație. Țin să subliniez că **simularea circuitului cu ajutorul calculatorului nu poate înlocui în nici un caz înțelegerea funcționării circuitului respectiv**, trebuie utilizată într-o fază avansată a proiectării şi în orice caz numai după ce s-au determinat componentele circuitului printr-un calcul simplificat. De altfel, simularea circuitului este un instrument de analiză, care necesită definirea prealabilă a structurii şi componentelor circuitului simulat. Alegerea la întâmplare a componentelor circuitului, fără a înțelege funcționarea acestuia, este o metodă de lucru mare consumatoare de timp şi în general sortită eşecului (datorită numărului imens de combinații posibile).

Devenit programul standard de simulare electrică cu calculatorul în întreaga lume, **SPICE** (**S**imulation **P**rogram with **I**ntegrated **C**ircuit **E**mphasis – program de simulare orientat spre circuitele integrate) a fost dezvoltat la Universitatea din California, Berkeley în anii 1970 şi a cunoscut multe versiuni comerciale. Modul de utilizare a programelor de tip SPICE nu se prezintă în această lucrare; pentru cei interesați, o carte de referință în domeniu este scrisă de unul dintre dezvoltatorii programului SPICE, Andrei Vladimirescu –„SPICE”, editura Tehnică, 1999 (traducere după “The SPICE Book” / Andrei Vladimirescu apărută în editura John Willey & Sons în 1994).

2.7.1 Modelul de simulare al diodei

Valoarea rezultatelor simulării pentru proiectant depinde direct de calitatea modelelor utilizate pentru componentele de circuit în general şi pentru dispozitivele electronice în special. Cu cât modelul reprezintă mai exact caracteristicile dispozitivului real, cu atât vor fi mai apropiate rezultatele simulării de comportarea circuitului real. Deci pentru a putea vedea efectul diferitelor imperfecțiuni ale funcționării dispozitivului asupra performanțelor circuitului, va trebui ca aceste imperfecțiuni să fie incluse în modelul de dispozitiv utilizat de simulator. Este evident că aceste observații se aplică la orice dispozitive şi nu numai la diode.

Programul SPICE include un model intern pentru diodă. Acesta este un model de semnal mare al diodei prezentat în figura 2.42. Comportarea statică a diodei este modelată de ecuaţia exponenţială a diodei (2.63) şi comportarea dinamică este reprezentată de capacitatea neliniară C_A. Aceasta este suma dintre capacitatea de difuzie C_d şi capacitatea de barieră C_b a joncţiunii, capacităţi calculate cu relaţii aproape identice cu (2.94) şi (2.92). Rezistenţa serie r_s include efectul rezistenţei regiunilor neutre ale joncţiunii (2.61) şi are valori tipice de ordinul ohmilor până la zeci de Ω. Pentru analiza de semnal mic, SPICE utilizează rezistenţa incrementală a diodei r_d şi valorile incrementale (sau diferenţiale) ale capacităţilor C_b şi C_d.

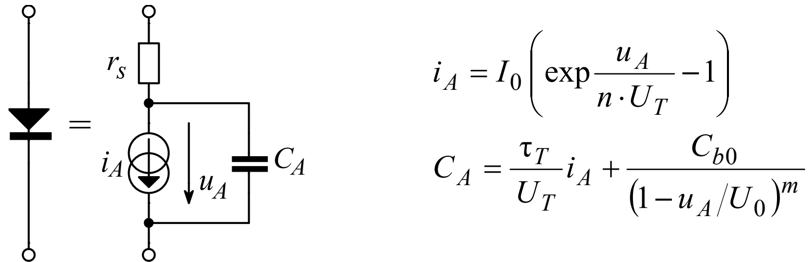


Fig. 2.42. Modelul diodei în SPICE

Tabelul 2.1 prezintă lista celor mai importanţi parametrii ai modelului diodei, utilizaţi de SPICE. Sunt listate, de asemenea, valorile implicite ale acestor parametrii (utilizate de SPICE în absenţa unor valori specificate de utilizator) şi valorile practice pentru dioda redresoare 1N4001 (literele reprezintă multiplicatori: p – pico,10^{-12}; n – nano,10^{-9}; u – micro,10^{-6}).

Tab. 2.1. Parametrii modelului de diodă din SPICE

Numele SPICE	Parametrul modelului	Simbol	Unitatea de măsură	Valoarea predefinită	Exemplu (1N4001)
IS	Curentul de saturaţie	I_0	A	1E –14	14.1n
N	Coeficientul de emisie	n	-	1	1.984
RS	Rezistenţa serie parazită	r_s	Ω	0	0.034
VJ	Diferenţa internă de potenţial	U_0	V	1	0.3245
CJ0	Capacitatea la polarizare nulă	C_{b0}	F	0	25.9p
M	Coeficientul de „gradare”	m	-	0,5	0.44
TT	Timpul de tranzit	τ_T	s	0	5.7u
BV	Tensiunea de străpungere	U_{Z0}	V	∞	75
IBV	Curentul invers la U_{Z0}	I_{Zm}	A	1E –10	10u

Modelarea dispozitivelor presupune pe de o parte utilizarea unui model (circuit echivalent) corespunzător şi pe de altă parte determinarea valorilor parametrilor modelului. Determinarea acestor valori este o problemă dificilă, care presupune combinarea parametrilor procesului de fabricaţie cu măsurători efectuate asupra dispozitivelor reale. Actualmente, astfel de modele există pentru majoritatea dispozitivelor uzuale, fiind grupate în biblioteci de componente (create cel mai adesea de producătorii de dispozitive).

Modelul utilizat de SPICE nu descrie foarte exact funcţionarea diodelor în regiunea de străpungere. În locul diodelor zener se poate utiliza circuitul echivalent al diodei din figura 2.43 (derivat din schema echivalentă a diodei zener din figura 2.33.*c*). Dioda ideală *D_id* poate fi implementată în SPICE prin fixarea unei valori foarte mici pentru indicele *n* al diodei (de exemplu

$n = 0{,}01$) şi dioda *D_dir* este o diodă redresoare utilizată pentru a modela polarizarea directe a diodei zener (la aplicaţiile în care diodei zener este polarizată doar invers dioda *D_dir* poate lipsi).

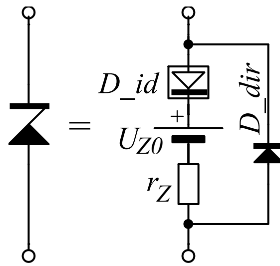


Fig. 2.43. Model pentru dioda zener.
Acest model poate fi utilizat în SPICE ca subcircuit în locul diodei zener.
Dioda ideală *D_id* poate fi aproximată în SPICE considerând $n = 0{,}01$.

2.7.2 Simularea unui alimentator cu diodă zener

În exemplul următor se simulează un alimentator tipic de mică putere compus din două circuite: redresor în punte cu filtru capacitiv şi stabilizator de tensiune cu diodă zener. Aceste circuite au fost analizate separat ca aplicaţii ale diodei redresoare, respectiv ale diodei zener.

Cuplarea celor două circuite conduce la necesitatea de a adapta metodele de analiză specifice fiecărui circuit. În prima etapă se va face o analiză simplificată a circuitului, care va permite apoi simularea acestuia în SPICE. Dacă rezultatele simulării diferă mult de rezultatele analizei simplificate, se poate relua analiza circuitului cu metode mai precise şi se reface simularea.

În anumite situaţii, se pot obţine prin simulare rezultate care nu pot fi obţinute prin metode convenţionale de analiză; de exemplu se pot determina ondulaţiile tensiunii pe condensator dacă sursa de tensiune alternativă de intrare prezintă o rezistenţă internă semnificativă. Exemplul de simulare prezentat în continuare a fost conceput ca să pună în evidenţă aceste etape de analiză.

Problemă de analiză şi exemplu de simulare în SPICE

Alimentatorul din figura 2.44.*a* este echipat cu diode redresoare de tip 1N4001 şi cu o diodă zener PL5V1Z ai cărei parametrii $U_Z = 5{,}1$V şi $r_Z = 4\Omega$ sunt determinaţi la $I_Z = 50$mA. Sursa de la intrare are o tensiune efectivă $U_i = 12$V la frecvenţa industrială $f = 50$Hz. Căderea de tensiune pe o diodă în conducţie se estimează a fi $U_D \cong 0{,}8$V. În condiţiile în care dioda zener lucrează corect, să se determine: curentul continuu maxim ce poate fi furnizat de acest circuit într-o sarcină rezistivă, ondulaţiile tensiunii pe condensator şi la ieşire, pentru:

a) o rezistenţă internă nulă a sursei de la intrare $R_i \cong 0$;

b) o rezistenţă a sursei de la intrare $R_i = 10\Omega$.

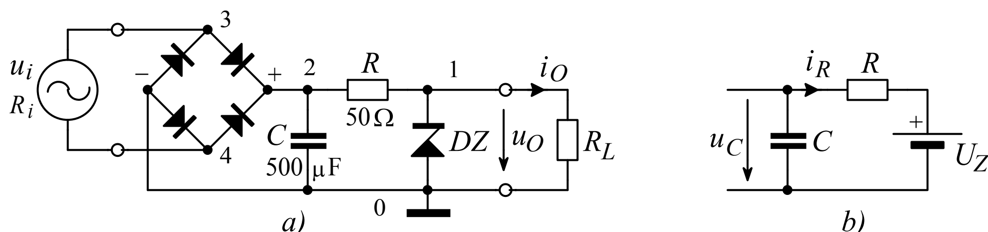


Fig. 2.44. Alimentator cu diodă zener: *a)* schema de principiu; *b)* circuitul echivalent de la ieşirea redresorului.

Rezolvare: *a)* Prin condiţia ca dioda zener să lucreze corect se înţelege că dioda zener funcţionează în regiunea de străpungere şi deci în fiecare moment prin această diodă circulă un curent $i_Z > 0$ (de la catod la anod). Aşadar, maximul curentului continuu de ieşire se va determina din condiţia ca valoarea instantanee a curentului prin dioda zener să fie pozitivă:

$$i_Z = i_R - i_O > 0 \quad \text{sau mai precis} \quad i_{Z\min} = i_{R\min} - i_{O\max} > 0 \quad \Rightarrow \quad i_{O\max} < i_{R\min}.$$

Într-o primă aproximaţie tensiunea pe dioda zener $u_Z = u_O$ este constantă, ceea ce face ca şi curentul prin sarcină să fie constant (pentru o rezistenţă de sarcină fixată). De aceea, curentul de ieşire maxim din relaţia precedentă se referă la maximul ce poate fi atins pentru diferite valori ale rezistenţei de sarcină, iar minimul curentului prin rezistenţa R se referă la valoarea instantanee minimă care apare pentru o anumită rezistenţă de sarcină. Într-o primă aproximaţie curentul prin rezistenţa R nu depinde de valoarea rezistenţei de sarcină (deoarece tensiunea de ieşire este menţinută aproximativ constantă de dioda zener) şi curentul minim prin rezistenţa R poate fi determinat din legea lui Ohm:

$$i_R = \frac{u_C - u_O}{R} \quad \Rightarrow \quad i_{R\min} = \frac{u_{C\min} - u_Z}{R} = \frac{u_{C\min} - U_{Z0}}{R}.$$

S-a considerat cazul limită în care curentul prin dioda zener este nul ($i_O = i_{R\min}$) caz în care $u_Z = U_{Z0}$. Din analiza formei de undă a tensiunii u_C (care este practic identică cu forma de undă de la redresorul bialternanţă cu filtru capacitiv din figura 2.14) tensiunea $u_{C\min}$ rezultă:

$$u_{C\min} (= U_{\text{vf}} - U_{r_\text{vv}}) = u_{C\max} - \Delta u_C \quad \text{cu} \quad u_{C\max} \cong U_{i_\text{vf}} - 2 \cdot U_D = \sqrt{2} \cdot U_i - 2 \cdot U_D.$$

Variaţia tensiunii pe condensator se determină cu ajutorul relaţiei (2.21) modificate.

$$\text{Din} \quad U_{r_\text{vv}} \cong U_{\text{vf}} \frac{T}{R_L C}, \quad \text{pentru} \quad \frac{U_{\text{vf}}}{R_L} \cong I \quad \Rightarrow \quad \Delta u_C \cong I \frac{T}{2C},$$

unde I este curentul mediu prin sarcină (aproximat în relaţiile de mai sus pentru cazul redresorului fără dioda zener). În cazul redresorului cu diodă zener, sarcina redresorului poate fi considerată conform circuitului echivalent din figura 2.44.*b* şi curentul mediu rezultă:

$$I = \frac{U_C - U_Z}{R} \cong \frac{u_{C\max} - U_Z}{R} = \frac{\sqrt{2} U_i - 2U_D - U_Z}{R} = \frac{17 - 1{,}6 - 5{,}1}{50} = 0{,}206\text{A}.$$

Pentru simplitate tensiunea medie pe condensator U_C a fost aproximată cu tensiunea maximă $u_{C\max}$ (această estimare poate fi aproximaţia iniţială a unui eventual calcul iterativ). Variaţia de tensiune şi tensiunea minimă se determină conform relaţiilor anterioare:

$$\Delta u_C \cong \frac{I}{C} \cdot \frac{T}{2} = \frac{0{,}206}{0{,}5\text{m}} \cdot 10\text{m} = 4{,}12\text{V}, \quad u_{C\min} = u_{C\max} - \Delta u_C = 15{,}4 - 4{,}1 = 11{,}3\text{V}.$$

Curentul minim prin rezistenţa R şi rezistenţa de sarcină care corespunde acestui curent (în cazul limită $i_O = i_{R\min}$) sunt:

$$i_{R\min} = \frac{u_{C\min} - U_{Z0}}{R} = \frac{11{,}3 - 4{,}9}{50} = 0{,}128\text{A}, \quad R_{L\min} = \frac{U_{Z0}}{i_{R\min}} = \frac{4{,}9}{0{,}128} \cong 38\Omega.$$

U_{Z0}, tensiunea din schema echivalentă a diodei zener (figura 2.34.*c* sau 2.43), reprezintă intersecţia caracteristici liniarizate a diodei zener din figura 2.34.*b* cu axa tensiunilor. Această tensiune se calculează din relaţia (2.72) particularizată pentru datele din acest exemplu:

$$U_{Z0} = U_Z - r_Z \cdot I_Z = 5{,}1 - 4 \cdot 50\text{m} = 4{,}9\text{V}.$$

După ce s-a determinat rezistenţa $R_{L\min}$ se poate simula circuitul (la descrierea căruia sunt necesare toate componentele acestuia deci şi $R_{L\min}$). O parte din rezultatele simulării sunt prezentate în figura 2.45. Fişierul care descrie circuitul simulat este listat în figura 2.46.

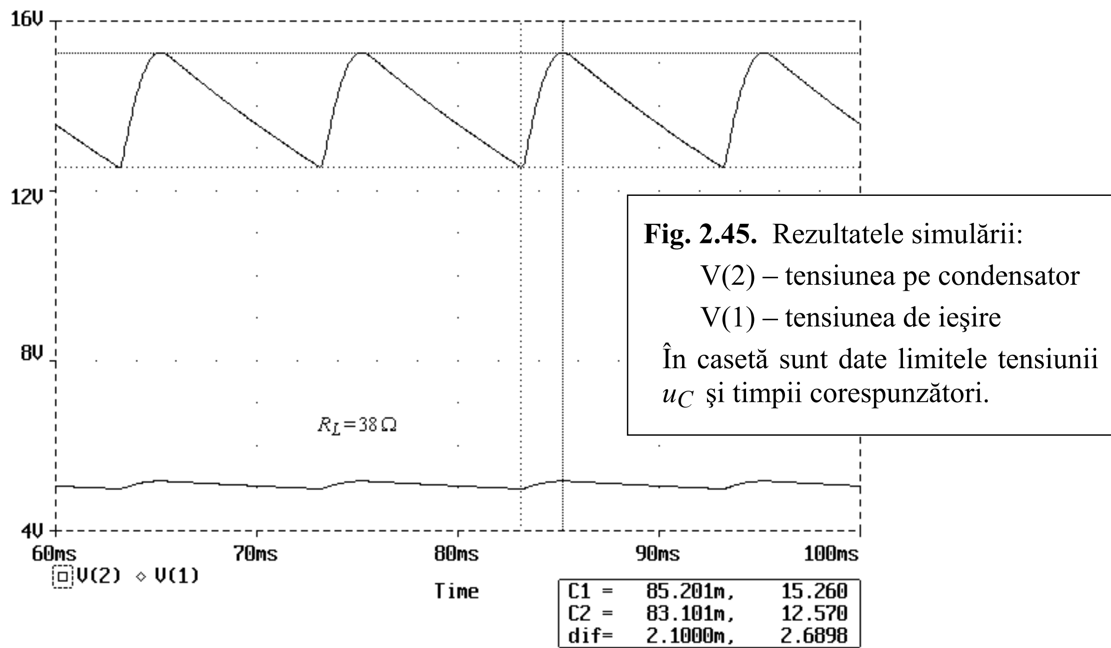


Fig. 2.45. Rezultatele simulării:
V(2) – tensiunea pe condensator
V(1) – tensiunea de ieşire
În casetă sunt date limitele tensiunii u_C şi timpii corespunzători.

```
* Redr.in punte cu filtru C si stab.cu DZ
Vi    3  4  sin (0 17 50)      ; Ui=12Vef ⇒ Ui_vf≅17V,  f=50Hz
D1    3  2  D1N4001            ; -
D2    4  2  D1N4001            ;  |  <-  cele patru diode care alcătuiesc
D3    0  3  D1N4001            ;  |           puntea redresoare
D4    0  4  D1N4001            ; -
R     2  1  50
RL    1  0  38
C     2  0  .5m   IC=14        ; condiţii iniţiale: la t=0, tensiunea pe C este Uc=14V
Did   1  5  D_id               ; -   diodă ideală (din modelul diodei zener)
rz    5  9  4                  ;  |
Vz0   9  0  4.9                ;  |  <-  modelul diodei zener din figura 2.43
D5    0  1  D1N4001            ; -
.model      D_id        D(Is=.1n n=.01)
.model      D1N4001     D(Is=14n N=1.98 Rs=34m Ikf=94.8 Xti=3 Eg=1.11
+                 Cjo=26p M=.44 Vj=.3245 Fc=.5 Bv=75 Ibv=10u Tt=5.7u)
.tran  10u  .1  .06  50u  UIC ; pas 10µs (max. 50µs), afişare 60…100ms, utilizare IC
.end
```

Fig. 2.46. Fişierul (de tip text, comentat) care descrie: circuitul simulat, modelele diodelor şi parametrii regimului tranzitoriu simulat. S-a utilizat numerotarea nodurile circuitului din figura 2.44.*a*.

Tab. 2.2. Comparaţie simulare – calcul ; tensiuni u_C şi parametri pentru calcul.

(R_L=38Ω)	$u_{C\max}$ (V)	$u_{C\min}$ (V)	Δu_C (V)	$t_{\hat{\imath}nc}$ (ms)	t_{desc} (ms)	U_D (V) (la $u_{C\max}$)
Simulare	15,26	12,57	2,69	2,1	7,9	0,85
Calcul (estimativ)	15,4	11,3	4,1	0	10	0,8

În tabelul 2.2 se compară rezultatele simulării cu rezultatele calculului teoretic aproximativ. Se constată că pentru variaţia tensiunii pe condensator diferenţele sunt mari. Cauza principală este neglijarea timpului de încărcare al condensatorului $t_{\hat{\imath}nc}$. La recalcularea sarcinii minime $R_{L\min}$ (necesară pentru o simulare mai apropiată de soluţia exactă) trebuie să se îmbunătăţească precizia calculului teoretic ţinând seama de $t_{\hat{\imath}nc}$. În acest scop se reface analiza teoretică a redresorului cu filtru capacitiv pornind de la relaţia (2.25):

$$\Delta Q_{\hat{\imath}nc} = \Delta Q_{desc}\ ,\quad C\cdot\Delta u_C = I_{desc}\cdot\Delta t \cong \frac{U_C - U_Z}{R}\cdot t_{desc} \quad\Rightarrow\quad \Delta u_C = \frac{U_C - U_Z}{RC} t_{desc}\,.$$

Tensiunea medie pe condensator (sau componenta de *cc*) este:

$$U_C = u_{C\max} - \frac{\Delta u_C}{2} = u_{C\max} - \frac{U_C - U_Z}{2RC} t_{desc} \quad\Rightarrow\quad U_C = \frac{u_{C\max}\cdot 2RC + U_Z\cdot t_{desc}}{2RC + t_{desc}}\,.$$

Rezistența minimă de sarcină necesară pentru simulare rezultă ca şi la calculul estimativ:

$$R_{L\min} = \frac{U_{Z0}}{i_{R\min}} \quad \text{cu} \quad i_{R\min} = \frac{u_{C\min} - U_{Z0}}{R} = \frac{U_C - \Delta u_C/2 - U_{Z0}}{R}\,.$$

Timpul t_{desc} poate fi preluat din prima simulare, se recalculează $R_{L\min}$ după formulele de mai sus şi se simulează din nou circuitul. Procedura se poate repeta apoi dacă este cazul.

O altă procedură de lucru constă din determinarea t_{desc} printr-un calcul iterativ. Se consideră inițial $t_{desc}=T/2(=10\text{ms})$, se calculează U_C , Δu_C şi $u_{C\min}$ apoi se calculează unghiul de conducție al diodelor α şi timpul t_{desc} . Din relațiile anterioare:

$$U_C = \frac{15{,}4\cdot 2\cdot 50\cdot 0{,}5\text{m} + 5{,}1\cdot 10\text{m}}{2\cdot 50\cdot 0{,}5\text{m} + 10\text{m}} = 13{,}7\text{V}\,,\quad \Delta u_C = \frac{13{,}7 - 5{,}1}{50\cdot 0{,}5} 10\text{m} = 3{,}44\text{V}\,,$$

$$u_{C\min} = U_C - \frac{\Delta u_C}{2} = 13{,}7 - \frac{3{,}44}{2} = 12\text{V}\,.$$

Din analiza formei de undă de la redresorul cu filtru capacitiv (figura 2.14) se calculează unghiul de conducție al diodelor α:

$$u_{C\min}\left(= U_{vf}\cos\alpha\right) = u_{C\max}\cos\alpha\,,\quad \alpha = \arccos\frac{u_{C\min}}{u_{C\max}} = \arccos\frac{12}{15{,}4} = 0{,}68\text{ rad}$$

şi apoi cu regula de trei simplă se determină timpul de descărcare al condensatorului:

$$t_{desc} = \frac{\pi - \alpha}{\pi}\cdot\frac{T}{2} = \frac{\pi - 0{,}68}{\pi}\cdot 10\text{m} = 7{,}8\text{ms}\,.$$

Cu t_{desc} astfel obținut (sau preluat din simularea precedentă, t_{desc}=7,9ms) se recalculează tensiunea pe condensator, rezistența de sarcină şi curentul continuu maxim de ieşire:

$$U_C = \frac{15{,}4\cdot 2\cdot 50\cdot 0{,}5\text{m} + 5{,}1\cdot 7{,}8\text{m}}{2\cdot 50\cdot 0{,}5\text{m} + 7{,}8\text{m}} = 14\text{V}\,,\quad \Delta u_C = \frac{14 - 5{,}1}{50\cdot 0{,}5}\cdot 7{,}8\text{m} = 2{,}78\text{V}\,,$$

$$u_{C\min} = U_C - \frac{\Delta u_C}{2} = 14 - \frac{2{,}78}{2} = 12{,}6\text{V}\,,\quad i_{R\min} = \frac{u_{C\min} - U_{Z0}}{R} = \frac{12{,}6 - 4{,}9}{50} = 0{,}154\text{A}$$

$$R_{L\min} = \frac{U_{Z0}}{i_{R\min}} = \frac{4{,}9}{0{,}154} \cong 32\Omega \quad \text{şi} \quad I_O = \frac{U_Z}{R_{L\min}} = \frac{5{,}1}{32} \cong 0{,}16\text{A}\,.$$

Pentru a determina ondulațiile tensiunii la ieşirea alimentatorului se va analiza circuitul de stabilizare a tensiunii a cărui schemă echivalentă este prezentată în figura 2.47.*a*. Schema echivalentă de *ca* din figura 2.47.*b* (rezultată prin pasivizarea surselor de *cc*) permite calcularea variațiilor de tensiune la ieşire cu regula divizorului de tensiune:

$$u_o = u_c\frac{r_Z \parallel R_L}{r_Z \parallel R_L + R} \quad \text{sau} \quad \Delta u_O = \Delta u_C\frac{r_Z \parallel R_L}{r_Z \parallel R_L + R} = 2{,}78\frac{4 \parallel 32}{4 \parallel 32 + 50} = 0{,}185\text{V}\,.$$

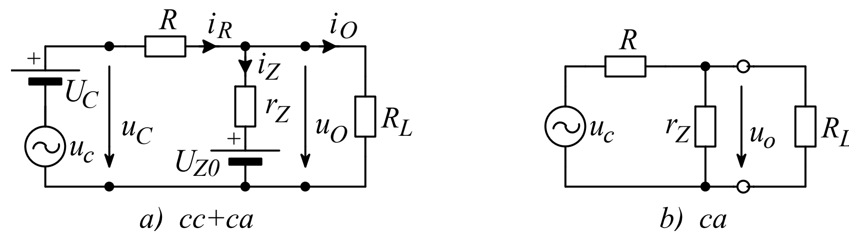


Fig. 2.47. Scheme echivalente ale stabilizatorului cu diodă zener.

Valoarea efectivă a ondulațiilor pe condensator şi la ieşire se determină ținând seama de forma (aproximativ) triunghiulară a acestor tensiuni; conform relației (2.32):

$$U_r \cong \frac{U_{r_vv}}{2\sqrt{3}} \quad \Rightarrow \quad U_c \cong \frac{\Delta u_C}{2\sqrt{3}} = \frac{2{,}78}{2\sqrt{3}} = 0{,}8\text{V} \quad \text{şi} \quad U_o \cong \frac{\Delta u_O}{2\sqrt{3}} = \frac{185}{2\sqrt{3}} = 53\text{mV}$$

Factorul de ondulație (de riplu) se reduce de la condensator la ieşire de circa 5 ori:

$$\gamma_c = \frac{U_c}{U_C} = \frac{0{,}8}{14} = 5{,}7\%\,, \qquad \gamma_o = \frac{U_o}{U_O} = \frac{0{,}053}{5} \cong 1{,}1\%\,, \qquad \frac{\gamma_c}{\gamma_o} = \frac{5{,}7}{1{,}1} = 5{,}4\,.$$

Cu rezistența de sarcină minimă recalculată se reia simularea; în fişierul de descriere a circuitului se înlocuieşte linia RL=38 cu RL=32. Formele de undă ale tensiunilor rezultate în urma simulării sunt prezentate în figura 2.48.

În tabelul 2.3 se compară tensiunile obținute prin simulare cu cele determinate prin calcul. Deoarece rezultatelor simulării şi cele teoretice sunt apropiate, se poate concluziona că metoda de calcul dezvoltată este corectă. Rezultatele calculului sunt precise, dar aceasta interesează doar în cazul idealizat în care se cunosc cu precizie toate elementele circuitului. Deoarece în practică există imprecizii de cel puțin 5…10%, o metodă de calcul foarte precisă, care de obicei este mult mai complicată, nu se justifică. În acest exemplu a fost dezvoltată o metodă precisă pentru a ilustra o modalitate de utilizare a programelor de simulare.

Tab. 2.3. Comparație simulare – calcul.

(R_L=32Ω)	$u_{C\max}$ (V)	$u_{C\min}$ (V)	Δu_C (V)	$T_{\hat{\imath}nc}$ (ms)	t_{desc} (ms)	Δu_O (V)
Simulare	15,26	12,54	2,72	2,05	7,95	0,189
Calcul (iterativ)	15,4	12,6	2,78	2,2	7,8	0,185

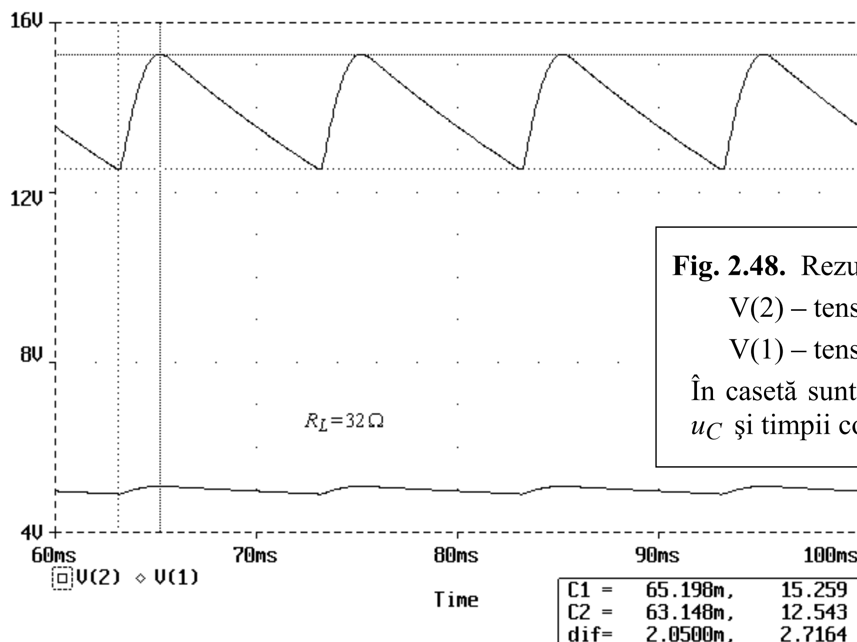


Fig. 2.48. Rezultatele simulării:
V(2) – tensiunea pe condensator
V(1) – tensiunea de ieşire
În casetă sunt date limitele tensiunii u_C şi timpii corespunzători.

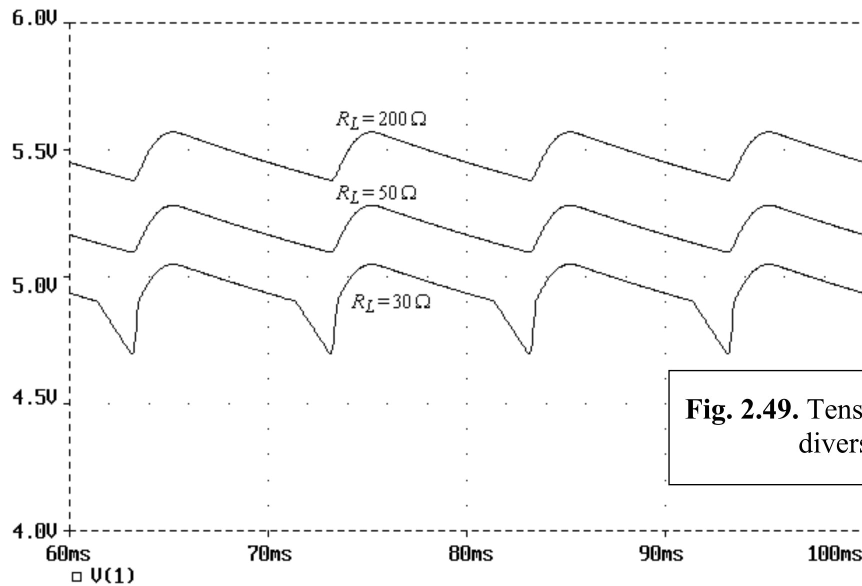


Fig. 2.49. Tensiunea de ieşire pentru diverse rezistente de sarcină.

Cu $u_{C\min}$ din figura 2.48 se calculează curentul minim prin dioda zener:

$$i_{Z\min} = i_{R\min} - i_O = \frac{u_{C\min} - U_{Z0}}{R} - \frac{U_{Z0}}{R_{L\min}} = \frac{12{,}54 - 4{,}9}{50} - \frac{4{,}9}{32} = 0{,}1528 - 0{,}1531 \cong 0\,.$$

Acest curent este practic nul şi deci rezistența de sarcină cu care s-a făcut simularea (32 Ω) este intr-adevăr valoarea minimă admisă (pentru care rezultă curentul continuu maxim de ieşire la care dioda zener încă mai funcționează corect, adică în orice moment i_Z>0).

În figura 2.49 sunt prezentate formele de undă ale tensiunii de ieşire pentru diferite valori ale rezistenței de sarcină. Se constată că pentru rezistențe de sarcină suficient de mari ondulația la ieşire are practic aceeaşi formă de undă, iar pentru rezistența de sarcină de 30Ω (mai mică decât $R_{L\min}$) forma de undă prezintă ondulații suplimentare (dioda zener nu mai lucrează ca stabilizator, i_Z=0 în intervalele de timp când tensiunea de ieşire scade mai mult).

Rezolvare *b)* Dacă sursa de la intrare are o rezistență internă semnificativă, atunci tensiunea medie pe condensator şi semiunghiul de conducție al diodelor θ (în radiani) se calculează cu relațiile (2.34), respectiv cu relația (2.35) rescrise:

$$U_C \left(= U_{\mathrm{vf}} \cos\theta\right) = u_{C\max} \cos\theta\,, \quad \theta \cong 0{,}48 \cdot \lg\frac{R_i}{R_C} + 1{,}2\,.$$

Cu $R_C = \dfrac{U_C}{I_R}$ s-a notat rezistența echivalentă la ieşirea redresorului (la bornele capacității). Aflarea oricăreia dintre mărimile de mai sus presupune rezolvarea unui sistem de ecuații transcedental.

Se va utiliza o metodă iterativă de calcul plecând de la o valoare inițială estimată pentru tensiunea U_C. Datorită rezistenței interne a sursei, tensiunea pe condensator va fi mai mică decât la punctul *a* al problemei. Se va estima U_C=12V (în loc de 14V cât a fost la punctul *a*):

$$I_R = \frac{U_C - U_Z}{R} \cong \frac{12-5}{50} = 0{,}14\mathrm{A}\,, \quad R_C = \frac{U_C}{I_R} = \frac{12}{0{,}14} = 86\Omega\,,$$

$$\theta \cong 0{,}48 \cdot \lg\frac{10}{86} + 1{,}2 = 0{,}75\ \mathrm{rad}\,, \quad U_C = 15{,}4\cos 0{,}75 = 11{,}3\mathrm{V}\,.$$

Dacă se estimează că variația tensiunii pe condensator Δu_C este cea de la punctul *a*, atunci:

$$u_{C\min} = U_C - \frac{\Delta u_C}{2} \cong 11{,}3 - \frac{2{,}7}{2} = 10\text{V}, \quad i_{R\min} = \frac{u_{C\min} - U_{Z0}}{R} = \frac{10 - 4{,}9}{50} = 0{,}102\text{A}.$$

Rezistența minimă de sarcină şi curentul continuu maxim prin sarcină rezultă:

$$R_{L\min} = \frac{U_{Z0}}{i_{R\min}} = 48\Omega, \quad I_{O\max} = \frac{U_Z}{R_{L\min}} = \frac{5{,}1}{48} = 106\text{mA}.$$

Circuitul simulat va fi completat cu rezistența Ri=10 (se va introduce un nod suplimentar între sursa ideală Vi şi Ri) iar rezistența de sarcină se modifică: RL=48. Rezultatele simulării de la 0 la 60ms sunt prezentate în figura 2.50.

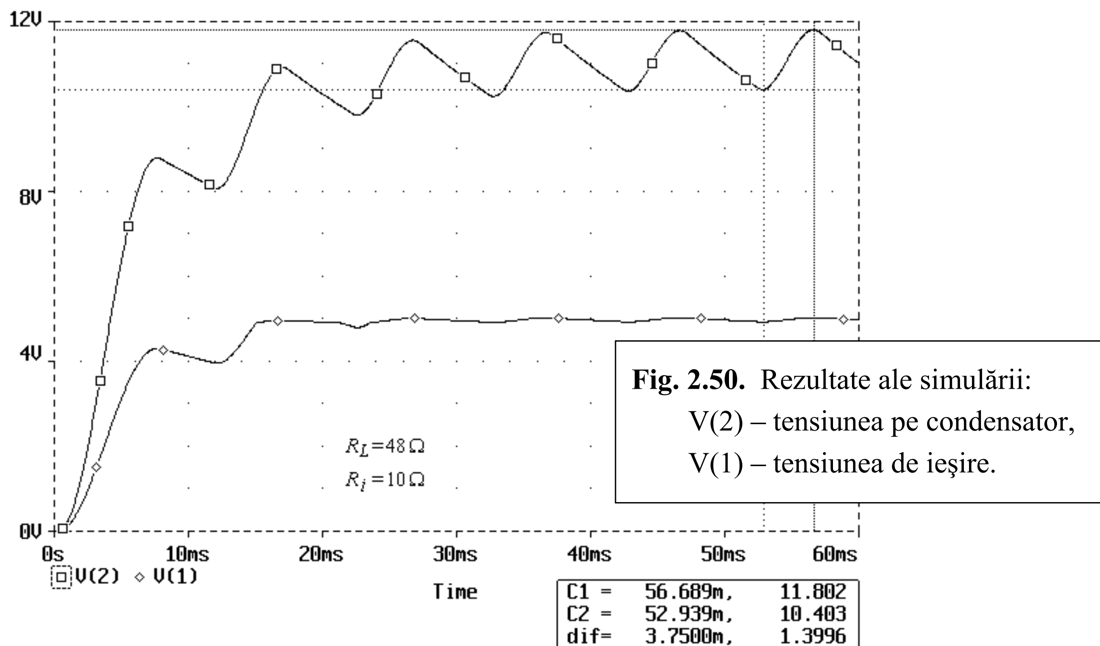


Fig. 2.50. Rezultate ale simulării:
V(2) – tensiunea pe condensator,
V(1) – tensiunea de ieşire.

Tab. 2.4. Rezultatele simulării pentru alimentatorul cu R_i nenul.

(R_L=48Ω, R_i=10Ω)	$u_{C\max}$ (V)	$u_{C\min}$ (V)	U_C (V)	Δu_C (V)	$t_{\hat{i}nc}$ (ms)	$u_{O\max}$ (V)	$U_{O\min}$ (V)	Δu_O (V)
Simulare	11,8	10,4	11,1	1,4	3,75	5,03	4,93	0,1
Calcul (iterativ)	-	(10)	11,3	(2,7)	-	-	4,9	(0,18)

Simularea circuitului s-a făcut considerând o tensiune inițială nulă pe condensator. În figura 2.50 se disting cele două regimuri de funcționare: regimul tranzitoriu (în care tensiunile medii se modifică, cresc în acest caz) şi regimul permanent (cu tensiuni medii constante şi forme de undă periodice). În tabelul 2.4 sunt prezentați parametrii de regim permanent ai alimentatorului.

Tensiunea medie pe condensator U_C calculată teoretic este apropiată de valoarea obținută în urma simulării. Celelalte mărimi electrice calculate (scrise între paranteze în tabel) reprezintă doar estimări făcute pe baza analizei alimentatorului cu R_i=0. Se observă că variațiile de tensiune pe condensator şi la ieşire au valori sensibil mai mici în prezența R_i (Δu_C şi Δu_O în cazul *b* sunt jumătate față de cazul *a*) iar durata de conducție a diodei creşte (aproape se dublează, de la 2,1ms în cazul *a* la 3,8ms în cazul *b*). Tensiunea minimă la ieşire trebuie să fie mai mare decât U_{Z0} dar cât mai apropiată de această valoare. Aceasta indică un curent i_Z (prin dioda zener) pozitiv dar apropiat de zero. Rezultatele simulării permit determinarea curentului minim prin dioda zener:

$$i_{Z\min} = i_{R\min} - i_O = \frac{u_{C\min} - u_{Z\min}}{R} - \frac{u_{Z\min}}{R_L} = \frac{10{,}4 - 4{,}93}{50} - \frac{4{,}93}{48} = 0{,}109 - 0{,}103 = 6\text{mA}.$$

Deoarece acest curent este apropiat de zero, se poate considera că rezistența de sarcină cu care a fost simulat circuitul (48Ω) este $R_{L\min}$. Folosind rezultatele simulării se pot calcula cerințele problemei pentru punctul *b*. Curentul continuu maxim ce poate fi furnizat de circuit este:

$$I_{O\max} = I_R = \frac{U_C - U_Z}{R} = \frac{11{,}1 - (5{,}03 + 4{,}93)/2}{50} = \frac{11{,}1 - 4{,}98}{50} = 122\text{mA}.$$

Valoarea efectivă a ondulațiilor pe condensator şi la ieşire se determină cu relația (2.32):

$$U_c \cong \frac{\Delta u_C}{2\sqrt{3}} = \frac{1{,}4}{2\sqrt{3}} = 0{,}4\text{V} \quad \text{şi} \quad U_o \cong \frac{\Delta u_O}{2\sqrt{3}} = \frac{0{,}1}{2\sqrt{3}} = 29\text{mV}.$$

Raportul între tensiunea ondulațiilor pe condensator şi la ieşire este:

$$\frac{\Delta u_C}{\Delta u_O} = \frac{1{,}4}{0{,}1} = 14 \qquad \text{practic acelaşi cu cel din cazul } a \qquad \frac{\Delta u_C}{\Delta u_O} = \frac{2{,}7}{0{,}185} = 15.$$

Concluzii:

1. Utilizarea programelor de simulare presupune cunoaşterea modului de funcționare a circuitului simulat pentru a calcula unele valori de componente necesare la simularea circuitului (rezistența de sarcină $R_{L\min}$ în acest caz) şi mai ales pentru a interpreta rezultatele simulării şi a extrage din multitudinea de rezultate puse la dispoziție de simulator pe cele necesare la calcularea cerințelor problemei respective.

2. Comparând cele două cazuri analizate în problemă, *a* şi *b*, se constată că dacă în unele situații (cazul *a*) problema poate fi rezolvată şi fără simulare, în alte situații (cazul *b*) analiza detaliată a funcționării ar conduce la ecuații foarte complexe, care nu pot fi simplificate şi pentru care efortul de calcul este nejustificat de mare. În primul caz simularea circuitului este utilă atât pentru verificarea rezultatelor obținute (şi implicit a metodei de calcul) cât şi pentru reducerea efortului de calcul manual. În cel de-al doilea caz simularea circuitului devine o necesitate, în lipsa simulării şi cu un efort rezonabil de calcul se pot obține doar nişte estimări ale rezultatelor a căror eroare este apreciabilă.

2.8 DIODE SPECIALE

În afara diodelor redresoare şi a diodelor zener, prezentate anterior, în practică se utilizează multe alte tipuri de diode. În continuare se vor prezenta sumar cele mai utilizate dintre acestea.

2.8.1 Dioda varicap

Dioda varicap se comportă ca o capacitate controlată în tensiune. Aceste diode sunt în esență joncțiuni *pn* polarizate invers. Dependența capacității de barieră de tensiune este dată de relația (2.92); în cazul aşa-numitelor joncțiuni hiperabrupte, utilizate adesea la diodele varicap, indicele $m \cong 0{,}75$. Simbolul şi schema echivalentă a diodei sunt prezentate în figura 2.51.

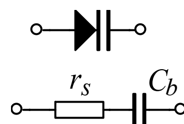


Fig. 2.51. Dioda varicap; simbolul şi schema echivalentă la semnal mic în polarizare inversă.

Dependența capacității de tensiunea inversă este prezentată în cataloagele de diode sub formă grafică. Valorile uzuale ale capacității sunt de ordinul picofarazilor sau zeci de pF, pentru tensiuni inverse de până la 30 de volți (capacitatea scade cu creşterea tensiunii inverse). Rezistența serie este minimizată prin mijloace tehnologice şi are valori de ordinul fracțiunilor de ohm.

Diodele varicap se utilizează în domeniul frecvențelor radio: pentru reglarea frecvenței de acord a circuitelor rezonante (reglarea automată a frecvenței, circuite de telecomandă, reglarea simultană a mai multor circuite acordate), la modulatoarele de frecvență, ş.a.

Aplicație tipică

În figura 2.52 se prezintă un circuit acordat de înaltă frecvență utilizat la receptoarele radio. Frecvența de rezonanță f_r a circuitului acordat este determinată în principal de inductanța L şi de capacitatea echivalentă C dintre bornele inductanței:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad C = C_1 + \frac{C_b C_2}{C_b + C_2} \cong C_1 + C_b, \tag{2.95}$$

relație valabilă pentru $C_2 \gg C_b$. Condensatorul C_2 (întrerupere de circuit în *cc*) este introdus pentru ca bobina L să nu scurtcircuiteze dioda în *cc*. Rezistența R de polarizare a diodei (de ordinul zecilor de kΩ), este parcursă de curentul invers foarte mic al diodei (de ordinul nA). Căderea de tensiune pe rezistență este foarte mică şi tensiunea de polarizare U_R se regăseşte practic nemodificată pe diodă.

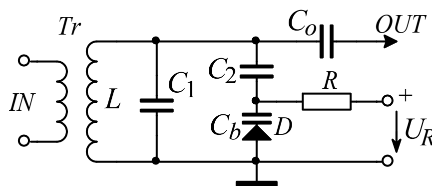


Fig. 2.52. Circuit acordat cu diodă varicap.

Avantajele modificării frecvenței de rezonanță prin intermediul unei tensiuni de *cc* sunt:

- posibilitatea acordului pe diferite posturi – se prestabilesc tensiunile de acord necesare şi apoi se selectează tensiunea (corespunzătoare postului dorit) cu un comutator;
- miniaturizarea circuitului (față de condensatoarele variabile clasice, de dimensiuni mari);
- posibilitatea comenzii de la distanță, deoarece tensiunea continuă de comandă este mai puțin sensibilă la eventualele semnale parazite (care pot fi filtrate cu un condensator suplimentar);
- posibilitatea de modificare sau selecție a tensiunii U_R prin telecomandă.

Astfel de circuite se utilizează în benzile de ultra înaltă frecvență – UIF la receptoarele radio sau de televiziune. De exemplu, dioda BB122 care are $C_b = 11\ldots2\text{pF}$ pentru $U_R = 3\ldots25\text{V}$, cu $C_1 = 16\text{pF}$ şi inductanța $L = 0{,}12\,\mu\text{H}$, permite reglarea frecvenței de rezonanță între limitele:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0{,}12\mu\cdot(16+11\ldots2)\text{p}}} \cong 88\ldots108\,\text{MHz},$$

practic domeniul de UIF pentru radio în norma FCC.

2.8.2 Dioda Schottky

Dioda Schottky este realizată dintr-o joncțiune metal – semiconductor de tip *n*.

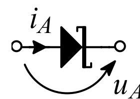


Fig. 2.53. Simbolul diodei Schottky şi mărimile electrice asociate.

Față de o diodă cu siliciu convențională, dioda Schottky se caracterizează prin:

- timpi de comutare foarte mici,

- tensiuni de deschidere mai mici $U_D = 0{,}3 \ldots 0{,}4\text{V}$,
- capacitate totală mică, de ordinul picofarazilor (sau chiar fracțiuni de pF),
- curenți inverși mai mari, de ordinul zecilor de nA,
- tensiuni de străpungere mai reduse (nu depășesc $40 \div 50\text{V}$, uzual $10 \div 15\text{V}$).

La conducție participă doar purtătorii majoritari, electronii; la polarizare directă electronii trec din zona *n* spre metal. Faptul că purtătorii minoritari nu participă la conducție (electronii nu devin minoritari în metal, ca la o joncțiune *pn*), conduce la timpi de comutare foarte mici, datorită absenței timpului de stocare. Prin **timp de comutare** se înțelege timpul dinte momentul inversării tensiunii pe diodă și momentul inversării curentului prin diodă.

La comutarea unei diode convenționale din conducție în blocare este necesar un timp, numit **timp de stocare**, pentru evacuarea surplusului de sarcină datorat purtătorilor minoritari aflați în exces în regiunile neutre ale joncțiunii.

Datorită timpului de comutare foarte mic, diodele Schottky se folosesc la aplicațiile de înaltă frecvență (până la 2GHz, de exemplu) și la circuitele de comutație. Timpii de comutare foarte mici și tensiunile mai reduse în conducție recomandă diodele Schottky la aplicațiile de electronică de putere (ca redresoare cu eficiență ridicată).

2.8.3 Dioda tunel

Dioda tunel este formată dintr-o joncțiune $p^{++}n^{++}$, cu regiunile *p* și *n* puternic dopate cu impurități. Datorită impurificării puternice a celor două regiuni, lățimea regiunii de trecere (*RSS*) a joncțiunii este foarte mică, de ordinul nanometrilor. În aceste condiții se petrece fenomenul cuantic denumit **efect tunel** care constă din traversarea statistică a barierei de potențial de electroni cu o energie mai mică decât înălțimea barierei.

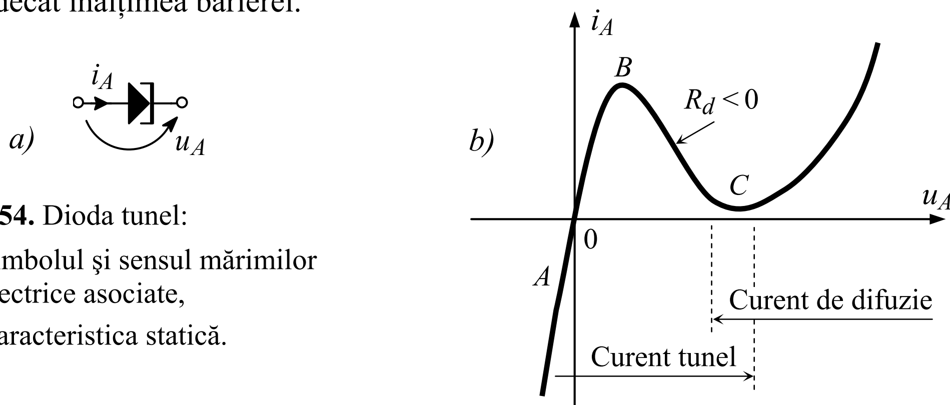


Fig. 2.54. Dioda tunel:
a) Simbolul și sensul mărimilor electrice asociate,
b) Caracteristica statică.

Simbolul și caracteristica statică a diodei tunel sunt prezentate în figura 2.54. La tensiuni mici (între punctele *A* și *B* ale caracteristicii) apare curentul tunel, dioda conduce, iar tensiunea de străpungere este practic nulă. Începând din punctul *B*, la creșterea tensiunii directe apare o barieră de potențial și curentul tunel scade cu creșterea tensiunii directe. Apare astfel o regiune de rezistență dinamică negativă:

$$r_D = \frac{\mathrm{d}u_A}{\mathrm{d}i_A} < 0\,; \tag{2.96}$$

creșterea tensiunii duce la scăderea curentului, invers decât la legea lui Ohm. Începând din punctul *C*, curentul de difuzie al joncțiunii crește ca la orice dioda polarizată direct.

Diodele tunel sunt realizate din germaniu sau galiu-arsen și se utilizează în oscilatoare de frecvență foarte înaltă, de ordinul gigahertzilor, sau în circuite de comutație foarte rapidă.

Oscilator cu diodă tunel

Schema de principiu a unui oscilator cu diodă tunel este prezentată în figura 2.55.

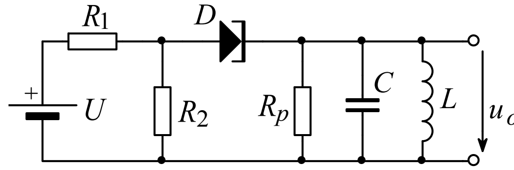


Fig. 2.55. Oscilator cu diodă tunel;
- circuit rezonant paralel: L, C, R_p;
- circuit de polarizare: U, R_1, R_2.

Dacă se aplică un puls de tensiune circuitului rezonant paralel L-C-R_p (fără diodă), în circuit apare o oscilație pe frecvența de rezonanță a circuitului. Datorită energiei disipate pe rezistorul R_p amplitudinea oscilației scade în timp, adică oscilația este amortizată. Dacă se conectează dioda tunel în serie cu circuitul rezonant (conform figurii 2.55) şi se polarizează în centrul zonei de rezistență negativă a caracteristicii statice, atunci la ieşirea circuitului vor rezulta oscilații întreținute (cu amplitudine constantă, neamortizate). Principial, rezistența dinamică negativă a diodei compensează rezistența (pozitivă) a circuitului rezonant.

Polarizarea diodei este realizată de divizorul de polarizare R_1, R_2 alimentat de la sursa de tensiune continuă U; tensiunea de la ieşirea divizorului (de pe R_2) se regăseşte pe diodă (deoarece inductanța L este un scurtcircuit în *cc*). Din punct de vedere energetic, energia de *cc* a sursei de tensiune U este transformată în energie de *ca* furnizată circuitului rezonant.

2.8.4 Fotodioda

Într-o joncțiune *pn* expusă la radiații luminoase are loc generarea directă a purtătorilor de sarcină, electroni şi goluri, care sunt separați sub acțiunea câmpului electric intern E (electronii se deplasează dinspre *RSS* spre zona *n* şi golurile dinspre *RSS* spre zona *p*). Fenomenul este reprezentat schematic în figura 2.56. Fotodiodele sunt în esență joncțiuni *pn*, a căror capsulă are o fereastră pentru accesul luminii (adesea sub formă de lentilă pentru focalizare) în *RSS* a joncțiunii.

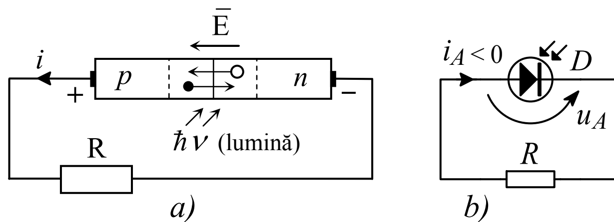


Fig. 2.56. Fotodioda:
a) Purtătorii datorați luminii şi separați de E conduc curentul i prin rezistența R,
b) Simbolul şi sensurile convenționale ale tensiunii şi curentului pentru fotodiodă.

Diodele lucrează ca generatoare (sau în regim fotovoltaic) dacă $u_A > 0$ şi $i_A < 0$ (ca în figura 2.56.*b*) şi în acest caz se mai numesc **celule fotovoltaice** dacă aria joncțiunii $A_J < 1\text{cm}^2$ sau **celule solare** dacă $A_J > 1\text{cm}^2$. Aceste dispozitive realizează conversia directă a energiei luminoase în energie electrică. Randamentul tipic al conversiei este $\eta = 10\ldots15\%$, tensiunea în gol pe o celulă este $U_0 \cong 0{,}55\text{V}$ iar curentul de scurtcircuit $I_{SC} \cong 35\text{mA/cm}^2$ la $E = 1000\text{lux}$ (iluminarea exterioară specifică unei zile noroase). Curentul de scurtcircuit este proporțional cu iluminarea (mai exact cu incidanța luminoasă E) pentru un domeniu foarte larg de iluminări, $I_{SC} = kE$.

Contribuția purtătorilor de sarcină generați datorită iluminării este pusă în evidență din punct de vedere electric de curentul datorat iluminării, $I_L = I_{SC} = kE$. Ecuația joncțiunii idealizate devine:

$$i_A = I_0\left(\exp\frac{u_A}{U_T} - 1\right) - I_L\,, \qquad \text{cu} \quad I_L = i_A\big|_{u_A=0} = I_{SC} \tag{2.97}$$

şi reprezintă ecuația fotodiodei. Din această ecuație se poate calcula tensiunea la mers în gol:

$$u_A\big|_{i_A=0} = U_0 = U_T \ln\left(I_L/I_0 - 1\right). \tag{2.98}$$

Fotodioda polarizată invers funcționează în regim fotoconductiv şi poate fi utilizată ca **fotodetector**; curentul prin diodă depinde de iluminare. Curentul I_0 se numeşte în acest caz curent de întuneric. Un astfel de circuit este prezentat în figura 2.57.*a*. În figura 2.57.*b* sunt trasate caracteristicile statice ale fotodiodei (pentru diferite valori ale fluxului luminos) şi dreapta de sarcină. Tensiunea pe rezistență este proporțională cu fluxul luminos Φ:

$$u_R = R \cdot (-i_A) \cong R \cdot I_L = R \cdot k \cdot \Phi$$

Frecvența maximă la care poate fi utilizată fotodioda (de ordinul sutelor de kilohertzi pentru diode uzuale) depinde de timpul de răspuns al fotodiodei. Fotodiodele cu multiplicare, utilizate pentru transmisiile pe fibre optice, pot lucra la o frecvență maximă de peste 30 MHz.

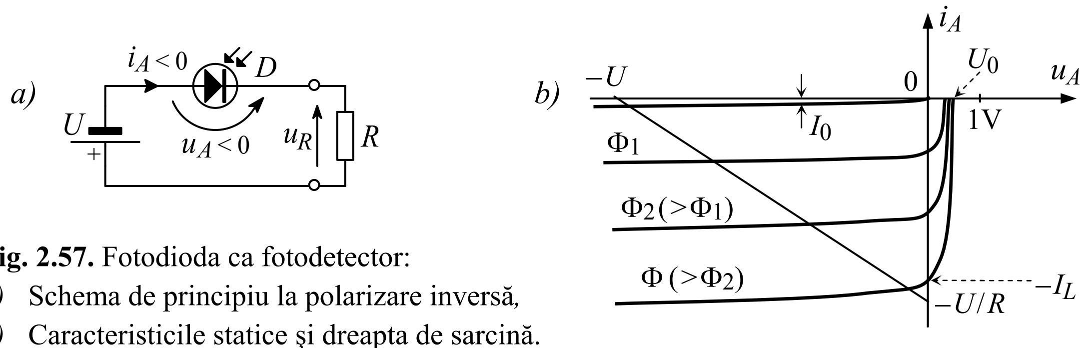


Fig. 2.57. Fotodioda ca fotodetector:
a) Schema de principiu la polarizare inversă,
b) Caracteristicile statice şi dreapta de sarcină.

Caracteristicile optice mai importante ale fotodiodelor sunt:

- caracteristica spectrală care arată sensibilitatea diodei în funcție de frecvența radiației incidente (fotodiodele pot avea maximul de sensibilitate la lumina vizibilă sau în infraroşu);
- caracteristica de directivitate, arată sensibilitatea diodei în funcție de unghiul de iluminare.

2.8.5 Dioda fotoemisivă

Dioda fotoemisivă se numeşte prescurtat **LED** (**L**ight **E**mitting **D**iode – diodă cu emisie de lumină). Funcționarea acestor diode are la bază **electroluminiscența**, care comportă două etape: un proces de excitare, care constă din injectarea de purtători minoritari într-o joncțiune polarizată direct şi un proces de recombinare cu emisie de lumină.

Materialele uzuale folosite la fabricarea diodelor fotoemisive sunt: galiu-arsen (GaAs) cu emisie în infraroşu (*IR*), galiu-arsen-fosfor produce lumină roşie sau galbenă şi galiu-fosfor (GaP) care produce lumină roşie sau verde. Siliciul şi germaniul nu se utilizează pentru LED-uri deoarece, în cazul lor, recombinarea produce mai ales căldură iar emisia de lumină este practic inexistentă.

LED-ul emite lumină dacă i se aplică un curent direct suficient de mare; cantitatea de lumină produsă este direct proporțională cu valoarea curentului direct ca în figura 2.58.*a*.

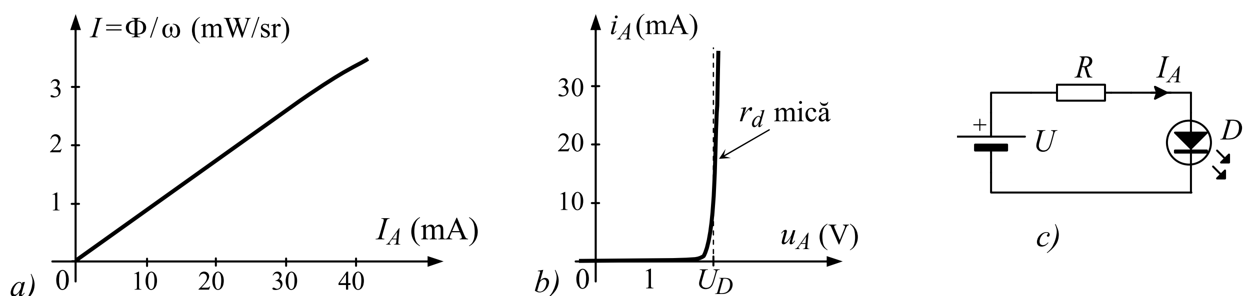


Fig. 2.58. Dioda fotoemisivă – LED. *a)* Intensitatea luminoasă (= flux luminos / unghi solid) funcție de curentul direct; *b)* Caracteristica statică; *c)* Schema de alimentare şi simbolul LED-ului.

Conform caracteristicii statice din figura 2.58.*b* tensiunea pe diodă se modifică foarte puţin la modificarea curentului şi este aproximativ constantă: $U_D = 1{,}8 \ldots 2{,}4\,\mathrm{V}$ (valoarea ei depinde de tipul diodei). Ca urmare rezistenţa dinamică a diodei $r_d = \mathrm{d}u_A / \mathrm{d}i_A$ are o valoare redusă şi de aceea este contraindicată alimentarea LED-ului direct de la o sursă de tensiune – o mică modificare a tensiunii (sau a caracteristicii diodei) conduce la o modificare apreciabilă a curentului (i_A depinde exponenţial de u_A) şi chiar la distrugerea diodei (dacă se depăşeşte puterea maximă admisă). Soluţia de circuit cea mai simplă este limitarea curentului prin LED cu un rezistor ca în figura 2.58.*c*:

$$I_A = \frac{U - u_A}{R} \cong \frac{U - U_D}{R}. \tag{2.99}$$

Curentul prin LED se alege de obicei în domeniul: $I_A = 5\mathrm{mA} \ldots 40\mathrm{mA}$, în funcţie de tipul diodei şi de nivelul intensităţii luminoase dorit.

Avantajele utilizării LED-urilor ca indicatoare luminoase sunt: fiabilitatea ridicată (durata de funcţionare ajunge până la 100.000 de ore), preţ redus, montare uşoară în circuit, dependenţă liniară a intensităţii luminoase de curent.

Dezavantajul principal al acestor diode este randamentul foarte redus al conversiei energiei electrice în energie luminoasă: $\eta = 0{,}02 \ldots 0{,}1\%$ tipic (maxim 1% pentru diodele comerciale), ceea ce le face improprii pentru utilizarea ca surse de lumină. Alte dezavantaje sunt sensibilitatea la şocuri electrice şi dependenţa de temperatură a caracteristicilor. Tensiunea inversă suportată de LED-uri este mică, cu valori uzuale de circa 5V.

2.9 BIBLIOGRAFIE

[1] Crăciun A.V: - *Dispozitive şi circuite electronice*, Ed. Univ. Transilvania Braşov, 2003;

[2] Sedra Adel, Smith Kenneth – *Microelectronic Circuits*, Oxford University Press, New York, 1998;

[3] Floyd Thomas – *Electronic Devices*, Merrill Publishing Co. Columbus, Ohio, 1988;

[4] Piringer R. ş.a. – *Dispozitive electronice*, Editura Didactică şi Pedagogică Bucureşti,1976;

[5] Damachi E. ş.a. – *Electronică*, Editura Didactică şi Pedagogică (EDP) Bucureşti, 1979;

[6] Petru Alex. Dan ş.a. – *Diode cu siliciu, catalog*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1986;

[7] Sporea Dan, Bîrcă Ştefan – *Optoelectronică, dispozitive şi aplicaţii*, Editura Militară, Bucureşti,1983.

CAP. 3 TRANZISTOARE BIPOLARE

În prima parte a acestui capitol se introduc modelele cele mai simple ale tranzistoarelor bipolare şi cu ajutorul acestora se analizează câteva aplicaţii uzuale şi circuitele de polarizare ale tranzistoarelor. Studiul regimului dinamic permite introducerea modelelor simple de regim dinamic, cu care se analizează etajele de amplificare realizate cu un tranzistor.

Pe baza analizei structurii interne se explică funcţionarea tranzistorului, se analizează caracteristicile statice şi se introduc modelele mai precise ale tranzistorului, modele utilizate la simularea circuitelor cu tranzistoare.

3.1 NOŢIUNI FUNDAMENTALE

Tranzistorul bipolar (**TB**), este realizat dintr-un cristal semiconductor compus din trei regiuni dopate diferit, care se succed în ordinea: *p-n-p* sau *n-p-n* şi care satisfac condiţiile:

1) regiunea de mijloc, numită bază, are o lăţime mică (fracţiuni de microni până la câţiva microni) faţă de lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari care o parcurg şi
2) una din regiunile extreme, numită emitor, are un grad de impurificare mult mai mare decât baza.

Cea de-a treia regiune a tranzistorului se numeşte colector.

În cadrul structurii de tranzistor se formează două joncţiuni *pn*. **Regimurile de funcţionare** ale tranzistorului rezultă după cum sunt polarizate aceste joncţiuni. Cele patru cazuri posibile sunt prezentate în tabelul 3.1.

Polarizarea joncţiunii: E-B	C-B	Regimul de funcţionare
Directa	Inversă	Activ normal
Directă	Directă	Saturaţie
Inversă	Inversă	Blocare
Inversă	Directă	Activ inversat

Tabelul 3.1 Regimurile de funcţionare ale tranzistorului în funcţie de polarizarea joncţiunilor.

Funcţionarea în regim activ normal (prescurtat RAN) este întâlnită în cazul aplicaţiilor liniare. În saturaţie tranzistorul se poate aproxima cu un comutator închis ($u_{CE} \cong 0$), iar în blocare cu un comutator deschis ($i_C \cong 0$). Tranzistorul se utilizează în aceste două regimuri la aplicaţiile din electronica digitală şi la circuitele de comutaţie. Regimul activ inversat este întâlnit foarte rar.

Tranzistorul va fi analizat în regim activ normal. În RAN, joncţiunea emitorului, dintre emitor şi bază, este polarizată în sensul conducţiei. Joncţiunea fiind asimetrică (condiţia 2), curentul prin această joncţiune se va datora îndeosebi purtătorilor minoritari injectaţi în bază din emitor. Aceşti purtători vor difuza prin bază şi cea mai mare parte a lor vor traversa baza fără a se recombina (datorită condiţiei 1) ajungând la ce-a dea doua joncţiune *pn* (numită joncţiunea colectorului), pe care o vor traversa, deoarece în RAN este polarizată invers (fiind favorizată astfel conducţia purtătorilor minoritari). Astfel, prin joncţiunea colectorului, deşi polarizată invers, va trece un curent mare, aproape întreg curentul care trece prin joncţiunea emitorului (care este polarizată direct). Trecerea unui curent mare printr-o joncţiune polarizată invers, datorită prezenţei unei joncţiuni polarizată direct în vecinătatea ei, constituie **efectul de tranzistor**. Aceste tranzistoare se numesc **tranzistoare bipolare** deoarece funcţionarea lor se bazează pe ambele categorii de purtători (majoritari în regiunile extreme şi minoritari în regiunea de mijloc).

Simbolurile tranzistoarelor de tip *pnp*, respectiv *npn* sunt prezentate în figura 3.1.

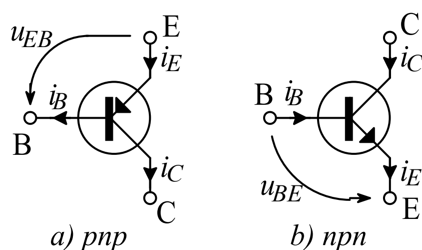


Fig. 3.1. Simbolurile tranzistoarelor bipolare.

Săgeata din simbol indică emitorul tranzistorului.

Sensul săgeții indică sensul joncțiunii emitorului (de la *p* la *n*) şi sensul de circulație al curenților prin tranzistor.

Tranzistorul *pnp* este reprezentat cu emitorul în sus astfel încât să rezultă o circulație a curenților de sus în jos.

3.1.1 Tranzistorul bipolar în regim activ normal (RAN)

În regim activ normal joncțiunea emitorului este polarizată direct şi joncțiunea colectorului este polarizată invers. Pentru fixarea ideilor se va considera tranzistorul *npn*, caz în care:

$$u_{BE} > 0; \qquad u_{BC} < 0. \tag{3.1}$$

În cazul aplicațiilor uzuale condițiile anterioare devin:

$$u_{BE} > U_{D0}; \qquad u_{CE} > U_{CEsat}, \tag{3.2}$$

unde U_{D0} este tensiunea de deschidere a diodei bază-emitor ($U_{D0} \cong 0{,}5\text{V}$ la siliciu) şi U_{CEsat} este tensiunea de saturație a tranzistorului (cu o valoare uzuală de câteva zecimi de volt).

În aceste condiții, datorită efectului de tranzistor, curentul de colector este aproape egal cu cel de emitor:

$$i_C = \alpha\, i_E \quad \text{cu} \quad \alpha = 0{,}98...0{,}998, \tag{3.3}$$

unde α este factorul de amplificare în curent dintre colector şi emitor. Efectul de tranzistor poate fi modelat printr-un generator de curent comandat în curent.

Curentul de emitor circulă prin joncțiunea de emitor polarizată direct şi depinde exponențial de tensiunea de polarizare a joncțiunii – conform unei ecuații de tipul ecuației exponențiale a diodei, relația (2.64). Tranzistorul poate fi privit ca o diodă între bază şi emitor şi ca un generator de curent (comandat în curent) în colector. Circuitul din figura 3.2.*a* este echivalent unui tranzistor *npn*.

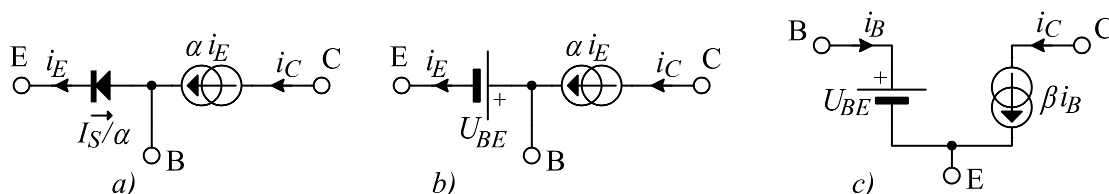


Fig. 3.2. Modele de semnal mare în RAN pentru tranzistoare *npn*; *a)* circuit cu diodă, *b)*, *c)* circuite echivalente simplificate – dioda este înlocuită cu o sursă de tensiune.

Din particularizarea relației (2.64) pentru joncțiunea emitorului şi din relația (3.3), care arată că $i_C \cong i_E$, se obține **ecuația exponențială a tranzistorului**. Pentru tranzistorul *npn* aceasta este:

$$i_C = I_S \exp\frac{u_{BE}}{U_T}, \tag{3.4}$$

unde I_S este o constantă numită curent de saturație al tranzistorului şi U_T ($\cong 25\text{mV}$ la 290K) este tensiunea termică. Curentul I_S are valori tipice în domeniul $10^{-15}...10^{-12}\text{A}$ (funcție de dimensiunea tranzistorului) şi depinde de temperatură (se dublează la circa 5°C creştere a temperaturii).

O simplificare a schemei echivalente din figura 3.2.*a*, se obține înlocuind dioda dintre bază şi emitor cu o sursă de tensiune constantă. Această înlocuire este posibilă deoarece tensiunea bază-emitor se schimbă relativ puțin la modificarea curentului de colector. Astfel, pentru un curent prin tranzistor I_C= zecimi de mA … sute de mA, rezultă U_{BE}=0,6…0,8V (în cazul tranzistorului cu siliciu). Se consideră cel mai adesea o tensiune constantă: $U_{BE} \cong 0{,}7\text{V}$ şi se obține astfel modelul simplificat al TB din figura 3.2.*b*, care asigură o precizie suficientă pentru circuitele uzuale.

În majoritatea aplicațiilor tranzistorul este utilizat ca un dispozitiv comandat. Modelul din figura 3.2.*b* (sau *a*), este convenabil dacă tranzistorul este comandat din emitor, adică circuitul de comandă fixează valoarea curentului de emitor. Există adesea situații în care tranzistorul este controlat din bază. Pentru aceste cazuri este preferabil circuitul din figura 3.2.*c*, (echivalent cu circuitul din figura 3.2.*b*), Trecerea de la curentul de emitor la curentul de bază se face cu ajutorul relației dintre curenții prin tranzistor, aşa-numita **ecuație de continuitate** a tranzistorului:

$$i_E = i_C + i_B, \tag{3.5}$$

care se înlocuieşte în relația (3.3). Rezultă succesiv:

$$i_C = \alpha i_E = \alpha i_C + \alpha i_B\ ;\quad i_C(1-\alpha) = \alpha i_B\ ;\quad i_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_B \text{ sau}$$

$$i_C = \beta i_B; \tag{3.6}$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}, \tag{3.7}$$

reprezintă factorul de amplificare în curent dintre colector şi bază. Ținând seama de valorile pentru α, relația (3.3), rezultă β= 50…500 cu valori uzuale β=100…300. Se observă dispersia mare a amplificării colector-bază şi se reține faptul că această amplificare este mult supraunitară.

La **tranzistoarele *pnp*** se inversează sensul tensiunilor şi al curenților, conform cu sensurile din figura 3.1.*a*. Astfel, se inversează indicii tensiunilor din relațiile (3.1) (3.2) şi (3.4); de exemplu, pentru ca tranzistorul *pnp* să fie practic în RAN relația (3.2) devine:

$$u_{EB} > U_{D0}\ ;\quad u_{EC} > U_{ECsat}, \tag{3.8}$$

iar ecuația exponențială a tranzistorului *pnp* devine:

$$i_C = I_S \exp\frac{u_{EB}}{U_T}. \tag{3.9}$$

Relațiile referitoare la curenți – (3.3), (3.5) şi (3.6) – nu se modifică (deoarece sensul de circulație al curenților prin tranzistorul *pnp* se consideră inversat față de tranzistorul *npn* – curentul intră în emitor şi iese prin colector). În cazul tranzistoarelor *pnp*, schemele echivalente din figura 3.2 devin:

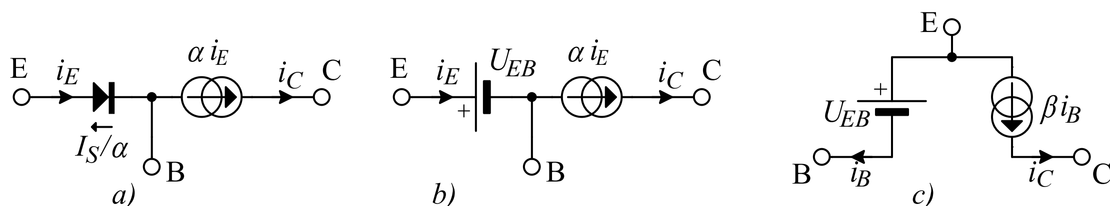


Fig. 3.3. Modele de semnal mare în RAN pentru tranzistoare *pnp*; *a)* circuit cu diodă, *b)*, *c)* circuite echivalente simplificate – dioda este înlocuită cu o sursă de tensiune.

Indiferent de tip, tranzistorul bipolar în RAN este un dispozitiv care controlează curentul de colector. **Controlul liniar** al curentului de colector se poate realiza în două moduri:

- prin curentul de emitor şi
- prin curentul de bază.

La analiza unui circuit cu tranzistoare, se identifică modalitatea de control (din emitor sau din bază), se utilizează unul dintre modelele din figura 3.2 sau 3.3 şi se verifică, cu relațiile (3.2) sau (3.8), în ce măsură tranzistorul îşi păstrează regimul activ normal de funcționare la eventuala modificare a semnalelor.

O altă modalitate de control a tranzistorului, prin intermediul tensiunii bază-emitor, se poate analiza cu ecuația exponențială a tranzistorului, relația (3.4) sau (3.9). Acest mod neliniar de control va fi utilizat la analiza funcționării tranzistorului în regim dinamic.

3.1.2 Tranzistorul bipolar în regim de blocare

În regim de blocare ambele joncțiuni ale TB sunt polarizate invers (conform tabelului 3.1). În cazul tranzistorului *npn* aceasta înseamnă:

$$u_{BE} < 0 \text{ şi } u_{BC} < 0. \qquad (3.10)$$

În practică se admite că tranzistorul este blocat chiar dacă joncțiunile tranzistorului sunt polarizate direct dar cu o tensiune mai mică decât tensiunea de deschidere a diodelor respective, ceea ce se reduce în cazul tranzistorului *npn*, la relațiile:

$$u_{BE} < U_{D0}\,; \quad u_{CE} > 0, \qquad (3.11)$$

unde U_{D0} este tensiunea de deschidere a diodei bază-emitor ($U_{D0} \cong 0{,}5\text{V}$ la siliciu). În acest caz curenții prin tranzistor sunt foarte mici, cel mult de ordinul microamperilor, neglijabili pentru majoritatea aplicațiilor practice. Se pot utiliza relațiile aproximative:

$$i_B \cong 0, \quad i_C \cong 0, \quad i_E \cong 0, \qquad (3.12)$$

ceea ce este echivalent cu a considera tranzistorul ca o întrerupere de circuit.

La tranzistorul *pnp* sensul tensiunilor se inversează şi relațiile (3.11) devin:

$$u_{EB} < U_{D0}\,; \quad u_{EC} > 0, \qquad (3.13)$$

În concluzie, un tranzistor blocat nu are nici un efect în circuitul în care apare şi poate fi şters din acel circuit.

3.1.3 Modele simplificate ale TB valabile în RAN şi în blocare

Trecerea din regimul de blocare în regim activ normal are loc gradat prin modificarea tensiunii pe joncțiunea emitorului de la $U_{D0} \cong 0{,}5\text{V}$ la $U_D \cong 0{,}7\text{V}$ şi poate fi analizată cu ajutorul ecuației exponențiale a tranzistorului, relația (3.4) sau (3.9). Caracterul neliniar al acestei ecuații face nepractică utilizarea ei în la analiza circuitelor obişnuite.

Modelele simplificate din figura 3.4 şi 3.5 pot fi utilizate atât în regim de blocare cât şi în regim activ normal. Trecerea de la un regim la altul are loc prin modificarea stării diodei ideale din circuitul echivalent (ca şi la modelul diodei cu tensiune de prag). Această simplificare conduce la micşorarea preciziei mai ales în domeniul curenților mici, la limita dintre blocare şi RAN.

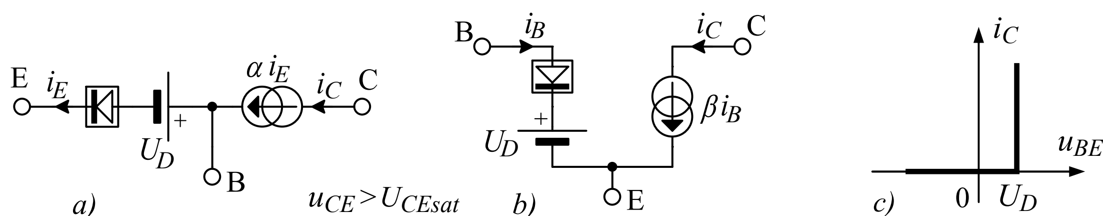


Fig. 3.4. Circuite echivalente simplificate pentru tranzistoare *npn* valabile în RAN şi în blocare, comandate: *a)* în emitor, *b)* în bază ; *c)* caracteristica de transfer idealizată.

Circuitele echivalente prezentate nu sunt valabile în saturație şi în regim activ inversat, ceea ce impune o condiție suplimentară:

$$u_{CE} > U_{CEsat} \text{ pentru } npn, \quad \text{respectiv} \quad u_{EC} > U_{ECsat} \text{ pentru } pnp\,, \qquad (3.14)$$

unde U_{CEsat} sau U_{ECsat} este tensiunea de saturație a tranzistorului *npn*, respectiv *pnp* (cu o valoare uzuală de câteva zecimi de volt).

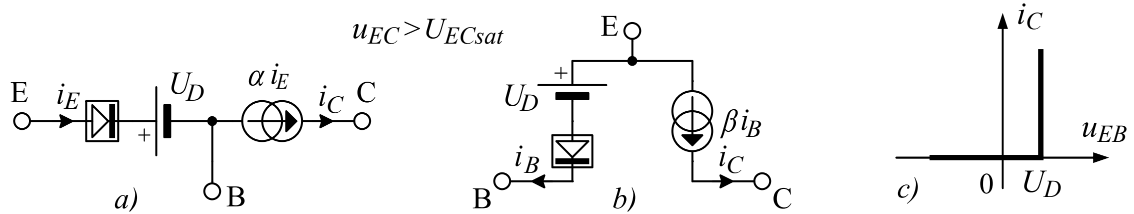


Fig. 3.5. Circuite echivalente simplificate pentru tranzistoare *pnp* valabile în RAN şi în blocare, comandate: *a)* în emitor, *b)* în bază ; *c)* caracteristica de transfer idealizată.

3.1.4 Tranzistorul bipolar în saturație

În regim de saturație ambele joncțiuni ale TB sunt polarizate direct (conform tabelului 3.1). În cazul tranzistorului *npn* aceasta înseamnă:

$$u_{BE} > 0; \qquad u_{BC} > 0. \tag{3.15}$$

Tranzistorul bipolar intră în regim de saturație dacă în baza tranzistorului se forțează din exterior un curent mai mare decât curentul de bază necesar pentru menținerea curentului de colector al tranzistorului:

$$i_B > \frac{i_C}{\beta}, \tag{3.16}$$

Surplusul de curent din bază $\Delta i_B = i_B - (i_C/\beta)$ deschide joncțiunea bază-colector a tranzistorului.

Deoarece ambele joncțiuni ale tranzistorului sunt deschise, tensiunea dintre colectorul şi emitorul tranzistorului este mică: $u_{CE} = u_{BE} - u_{BC}$ (≅0,7− 0.4…0,6=0,1…0,3V). Dacă se consideră această tensiune aproximativ constantă, în locul unui tranzistor *npn* saturat se poate utiliza circuitul echivalent din figura 3.6.*a*.

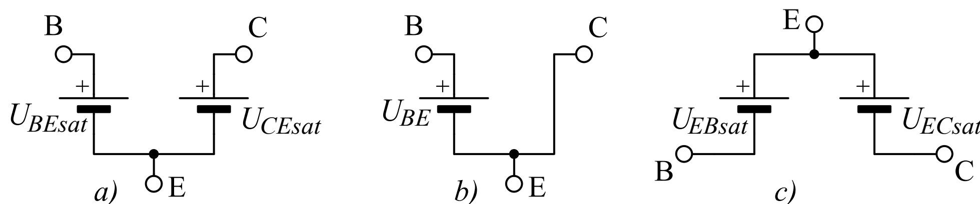


Fig. 3.6. Scheme echivalente pentru tranzistorul bipolar saturat:
a) tranzistor *npn*, *b)* schemă simplificată pentru *npn*, *c)* tranzistor *pnp*.

Tensiunea de saturație a tranzistorului U_{CEsat} are o valoare uzuală de câteva zecimi de volt; în cazul tranzistoarelor de mică putere se poate considera $U_{CEsat} \cong 0{,}2\text{V}$. La o analiză simplificată a circuitelor care conțin tranzistoare saturate se poate considera tensiunea de saturație a tranzistorului ca fiind nulă, mai ales dacă tensiunile din circuitul colectorului au valori mai mari decât câțiva volți. În acest caz circuitul echivalent al tranzistorului se simplifică şi devine cel din figura 3.6.*b*. Tensiunea bază-emitor a tranzistoarelor în saturație are de obicei valori mai mari decât în RAN $U_{BEsat} = 0{,}7...0{,}9\text{V}$. Pentru simplitate se consideră tensiunea bază-emitor cu aceeaşi valoare din RAN: $U_{BEsat} \cong U_{BE} \cong 0{,}7\text{V}$.

Pentru a realiza o saturație fermă a tranzistorului, raportul dintre curentul de colector şi cel de bază, numit **factor de amplificare forțat** (de circuitul exterior tranzistorului):

$$\beta_{fortat} = \frac{i_C}{i_B} < \beta, \tag{3.17}$$

se alege de obicei
$$\beta_{fortat} = 10 \ldots 20 << \beta. \tag{3.18}$$

În cazul tranzistoarelor *pnp* sensul tensiunilor se inversează şi se poate utiliza circuitul echivalent din figura 3.6.*c*, unde U_{ECsat} este tensiunea de saturație a tranzistorului (cu valori uzuale de câteva zecimi de volt, ca şi la tranzistorul *npn*).

În concluzie, tranzistorul este saturat datorită unui curent excesiv în bază şi se comportă într-o primă aproximare ca un comutator închis (între colector şi emitor). Mai exact, tensiunea dintre colector şi emitor are o valoare mică, de câteva zecimi de volt.

3.2 APLICAȚII SIMPLE ALE TRANZISTOARELOR

În acest subcapitol se prezentă câteva aplicații ale tranzistoarelor bipolare: inversorul de tensiune, un circuit de comandă al unui releu, sursa standard de curent constant, stabilizatorul de tensiune cu regulator serie şi un circuit de amplificare în tensiune cu tranzistor. Aceste aplicații relativ simple ale tranzistorului sunt însoțite şi de exemple de calcul şi au ca scop să familiarizeze cititorul cu elementele fundamentale ale tranzistorului prezentate anterior. Circuitele studiate sunt dintre cele mai des utilizate în implementările cu componente discrete.

3.2.1 Inversorul cu tranzistor bipolar

Inversorul de tensiune în forma lui cea mai simplă este prezentat în figura 3.7. Sursa de tensiune de la intrare se conectează între bază şi emitor (prin intermediul rezistenței R_B) iar ieşirea se preia între colector şi emitor. Emitorul este conectat la masă şi este comun intrării şi ieşirii; se spune despre tranzistor că este în **conexiunea emitor comun**.

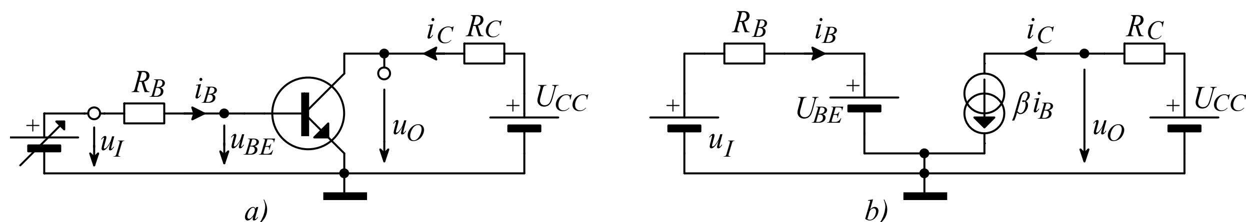


Fig. 3.7. Inversorul cu tranzistor bipolar: *a)* schema de principiu, *b)* schema echivalentă cu tranzistorul în RAN.

Tranzistorul este utilizat ca amplificator de curent, iar rezistențele realizează conversia curent-tensiune. Rezistența R_B transformă tensiunea de intrare în curent de bază conform T2K pe bucla de intrare:

$$u_I = R_B i_B + u_{BE} \quad \Rightarrow \quad i_B = \frac{u_I - u_{BE}}{R_B}. \tag{3.19}$$

Rezistența R_C transformă curentul de colector în tensiune de ieşire conform T2K pe bucla de ieşire:

$$u_O = U_{CC} - R_C i_C, \tag{3.20}$$

unde cu U_{CC} s-a notat tensiunea sursei de alimentare a circuitului. Se consideră cazul uzual în care este îndeplinită condiția,

$$U_{CC} \gg U_{D0}, \tag{3.21}$$

unde $U_{D0} \cong 0{,}5\text{V}$ este tensiunea de deschidere a unei diode cu siliciu (joncțiunea bază-emitor).

Pentru tensiuni de intrare mici ($u_I < U_{D0}$) tranzistorul este blocat, curenții prin tranzistor sunt neglijabili şi tensiunea de ieşire are o valoare ridicată:

$$u_O = U_{CC} - R_C i_C \cong U_{CC}, \quad (i_C \cong 0). \tag{3.22}$$

Pentru tensiuni de intrare suficient de mari, tranzistorul intră în saturație. În acest caz tensiunea de ieşire este mică:

$$u_O = U_{CEsat} (\cong 0{,}2\text{V}), \tag{3.23}$$

şi curentul de colector atinge o valoare apropiată de valoarea maximă posibilă:

$$i_C = \frac{U_{CC} - U_{CEsat}}{R_C} \cong \frac{U_{CC}}{R_C} \left(= I_{C\max}\right). \tag{3.24}$$

Intrarea în saturaţie a tranzistorului are loc dacă se injectează în baza acestuia un curent mai mare decât cel necesar pentru a susţine curentul din colector. Condiţia (3.16), de intrare în saturaţie, devine:

$$i_B = \frac{u_I - U_{BE}}{R_B} > \frac{i_C}{\beta} \cong \frac{U_{CC}}{\beta R_C} \quad \Rightarrow \quad u_I > U_{BE} + \frac{R_B}{\beta R_C} U_{CC}. \tag{3.25}$$

Tensiunea bază-emitor a tranzistorului s-a considerat constantă, $U_{BE} (= U_D \cong 0{,}7\text{V})$.

Cele două situaţii extreme: tranzistorul blocat şi respectiv tranzistorul saturat sunt utilizate la circuitele care lucrează în comutaţie sau în cazul circuitelor logice. În acest ultim caz, dacă se alocă valoarea logică "0" pentru tensiuni mici (apropiate de zero volţi) şi valoarea logică "1" pentru tensiuni ridicate (apropiate de U_{CC}) se observă că valoarea logică de ieşire este inversul valorii logice de intrare; circuitul cu tranzistor realizează **funcţia de inversare** sau negare logică.

Dacă tensiunea de intrare are valori medii, atunci tranzistorul va funcţiona în regiunea activă normală (RAN). Tranzistorul se comportă ca o sursă de curent controlată din circuitul bazei şi de aceea se preferă utilizarea schemei echivalente din figura 3.3.*c*. Schema echivalentă a inversorului este prezentată în figura 3.7.*b*. Funcţionarea circuitului poate fi descrisă cu relaţiile (3.6), (3.19) şi (3.20), relaţii din care se obţine caracteristica de transfer a circuitului:

$$u_O = U_{CC} - R_C \beta i_B = U_{CC} - R_C \beta \frac{u_I - U_{BE}}{R_B}. \tag{3.26}$$

Exemplu

Să se exprime analitic şi să se reprezinte grafic caracteristica de transfer a inversorului din figura 3.7.*a* pentru: R_C=1kΩ, R_B=10kΩ, u_I=0…5V şi U_{CC}=5V. Se consideră modelul tranzistorului din figura 3.4.*b* cu $U_{BE}(=U_D)$=0,7V, β=100 şi U_{CEsat}=0,2V.

Rezolvare: În blocare: $i_B \cong 0$, $u_{BE} = u_I - R_B i_B \cong u_I$. Tranzistorul este blocat dacă dioda bază-emitor este blocată: $u_{BE} < U_D$ adică $u_I < U_D$. Dacă tranzistorul este blocat, $i_C \cong 0$ şi conform (3.22) rezultă:

$$u_O = U_{CC} - R_C \cdot i_C \cong U_{CC} = 5\text{V}, \text{ pentru } u_I < 0{,}7\text{V}.$$

Pentru u_I>0,7V dioda bază-emitor este în conducţie şi tranzistorul poate fi în RAN sau în saturaţie. Dacă u_O>0,2V, tranzistorul este în RAN şi caracteristica de transfer este dată de (3.26):

$$u_O = 5 - 1\text{k} \cdot 100 \frac{u_I - 0{,}7}{10\text{k}} = 12 - 10 \cdot u_I \text{ [V]}, \text{ pentru } 12 - 10 \cdot u_I > 0{,}2 \Rightarrow u_I < 1{,}18\text{V}.$$

În saturaţie, conform (3.23): u_O=0,2V pentru u_I>1,18V – relaţia (3.25).

Caracteristica de transfer a circuitului pentru întreg domeniul de variaţie a tensiunii de intrare este reprezentată grafic în figura 3.8. Pentru comparaţie, s-a reprezentat cu linie întreruptă caracteristica obţinută prin simulare.

Caracteristica de transfer este descrisă analitic de funcția liniarizată pe porțiuni:

$$\begin{cases} u_O = 5\,\text{V} & \text{pentru} \quad u_I < 0{,}7\,\text{V} \\ u_O = 12 - 10 \cdot u_I\ \text{V} & \text{pt.} \quad 0{,}7 \le u_I < 1{,}18\,\text{V} \\ u_O = 0{,}2\,\text{V} & \text{pentru} \quad u_I \ge 1{,}18\,\text{V} \end{cases}$$

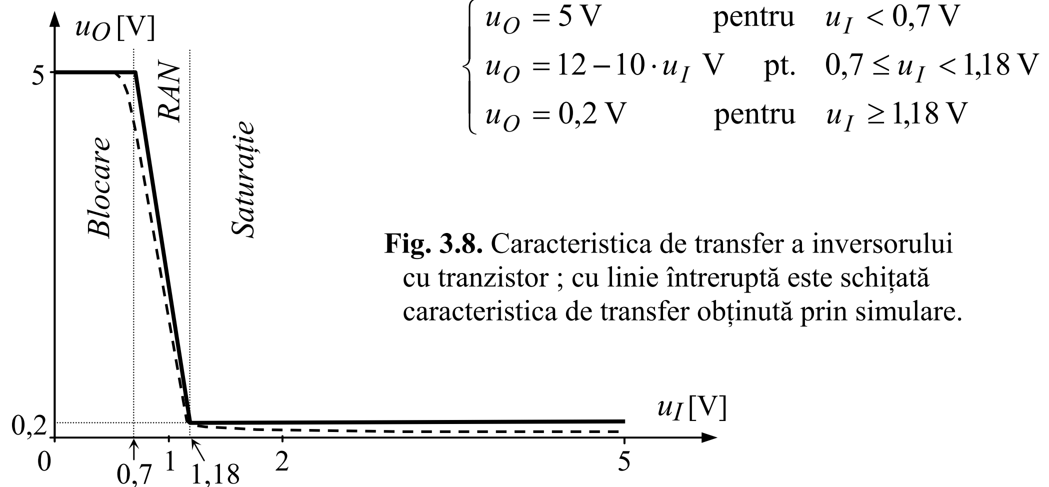


Fig. 3.8. Caracteristica de transfer a inversorului cu tranzistor ; cu linie întreruptă este schițată caracteristica de transfer obținută prin simulare.

Problemă de proiectare

a) Să se dimensioneze circuitul inversor din figura 3.9, astfel încât să realizeze:

- $u_O \cong U_{CC}$ pentru $u_I = 0 \ldots 1\,\text{V}$,
- $u_O = U_{CEsat} \cong 0$ pentru $u_I = 2 \ldots 5\,\text{V}$.

Parametrii tranzistorului se consideră $U_{D0} = 0{,}5\,\text{V}$, $U_{BE} = 0{,}7\,\text{V}$ și $\beta = 100$.

b) Să se determine tensiunea de intrare de la care tranzistorul intră în saturație dacă $\beta = 300$.

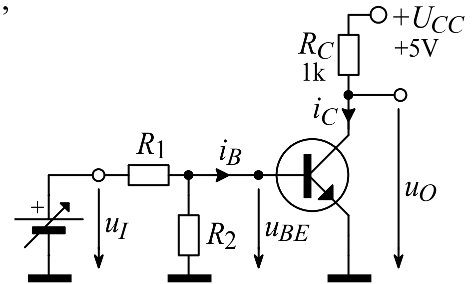


Fig. 3.9. Inversor logic cu tranzistor

Rezolvare:

a) Dimensionarea circuitului se reduce la aflarea valorilor rezistențelor R_1 și R_2. Pentru tranzistorul blocat, divizorul de tensiune lucrează în gol ($i_B \cong 0$) și deci:

$$u_{BE} = u_I \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{sau} \quad \frac{u_I}{u_{BE}} = 1 + \frac{R_1}{R_2}.$$

La limita ieșirii din blocare, conform relației (3.11): $u_{BE} = U_{D0} = 0{,}5\,\text{V}$ și trebuie ca $u_I = 1\,\text{V}$ (conform enunțului). Din relația precedentă rezultă:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{u_I}{u_{BE}} - 1 = \frac{1}{0{,}5} - 1 = 1 \quad \Rightarrow \quad R_1 = R_2.$$

La limita intrării în saturație ($u_I = 2\,\text{V}$), conform relației (3.25), curentul i_B necesar este:

$$i_B \cong \frac{U_{CC}}{\beta R_C} = \frac{5}{100 \cdot 1\text{k}} = 0{,}05\,\text{mA}.$$

Curentul necesar prin R_1: $i_{R1} = i_{R2} + i_B = \dfrac{U_{BE}}{R_2} + i_B$, obținut din T1K,

se poate determina şi din legea lui Ohm: $i_{R1} = \dfrac{u_I - U_{BE}}{R_1}$. Ținând cont că R_1=R_2, rezultă:

$$\frac{U_{BE}}{R_2} + i_B = \frac{u_I - U_{BE}}{R_2}, \quad R_2 \cdot i_B = u_I - 2U_{BE}, \quad R_2 = \frac{u_I - 2U_{BE}}{i_B} = \frac{2 - 2 \cdot 0{,}7}{0{,}05\text{m}} = 12\text{k}\Omega$$

O altă modalitate de rezolvare este înlocuirea circuitului conectat la intrare (între bază şi emitor) cu sursa Thévenin echivalentă conform figurii alăturate. Parametrii sursei Thévenin sunt:

$$u_{Th} = u_{BE}\big|_{i_B=0} = u_I \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{u_I}{2},$$

$$R_{Th} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_2}{2}.$$

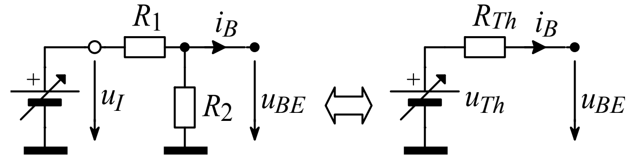


Fig. 3.10. Echivalarea Thévenin la intrare

Prin înlocuirea circuitului de la intrare cu sursa Thévenin echivalentă, schema circuitului devine identică cu cea din figura 3.7.*a*, cu u_{Th} în loc de u_I şi R_{Th} în loc de R_B. Relația (3.25) permite calcularea rezistențelor din circuitul bazei la limita intrării în saturație:

$$\frac{u_{Th} - U_{BE}}{R_{Th}} \geq \frac{U_{CC}}{\beta R_C} \Rightarrow R_{Th} \leq \beta R_C \frac{u_{Th} - U_{BE}}{U_{CC}} = 100 \cdot 1\text{k} \frac{1 - 0{,}7}{5} = 6\text{k}, \quad R_2 = R_1 = 2R_{Th} = 12\text{k}\Omega$$

b) Pentru β=300, la limita intrării în saturație (u_I=2V), curentul i_B necesar este:

$$i_B \cong \frac{U_{CC}}{\beta R_C} = \frac{5}{300 \cdot 1\text{k}} = 0{,}0167\,\text{mA},$$

iar tensiunea de intrare la care apare acest curent (pentru R_1=R_2=12kΩ) se poate calcula din:

$$\frac{u_I - U_{BE}}{R_1} = \frac{U_{BE}}{R_2} + i_B \Rightarrow u_I = R_1 i_B + 2U_{BE} = 12\text{k} \cdot 0{,}0167\text{m} + 2 \cdot 0{,}7 = 1{,}6\text{V}.$$

Folosind sursa Thévenin echivalentă se obține acelaşi rezultat (cu mai puține calcule):

$$u_{Th} = R_{Th} \cdot i_B + U_{BE} = 6\text{k} \cdot 0{,}167\text{m} + 0{,}7 = 0{,}8\text{V}, \quad u_I = 2 \cdot u_{Th} = 1{,}6\text{V}$$

În concluzie circuitul analizat poate fi utilizat ca inversor logic. Intervalele de tensiuni corespunzătoare nivelelor logice la intrare sunt:

- pentru “0” logic : u_I=0…1V – depinde de tensiunea de deschidere a tranzistorului U_{D0} şi de raportul rezistențelor de la intrare (nu depinde de factorul β al tranzistorului);
- pentru “1” logic : u_I=2…5V pentru β=100 şi u_I=1,6…5V pentru β=300 – depinde de factorul de amplificare în curent al tranzistorului. Pentru ca circuitul să funcționeze cu orice tranzistor care are β≥100, se va considera intervalul de tensiuni care asigură saturarea tranzistorului pentru β minim, deci u_I=2…5V, saturarea tranzistoarelor care au β mai mare fiind asigurată implicit.

3.2.2 Circuit de comandă al unui releu cu tranzistor bipolar

Dimensionarea circuitului de comandă cu tranzistor bipolar se face pe baza unui exemplu concret. Circuitul din figura 3.11 declanşează un releu electromagnetic la scăderea iluminării

ambiante sub un anumit prag. Contactele de forță ale releului pot fi utilizate de exemplu pentru cuplarea automată a sistemului de iluminare de siguranță. Ca senzor de lumină este utilizată fotorezistența *FR* – componentă semiconductoare a cărei rezistență scade la creşterea iluminării (datorită purtătorilor de sarcină generați optic). Prin modificarea rezistenței R_1 se poate ajusta pragul de declanşare. Dioda *D* are rolul de a crea o cale de curent pentru tensiunea de autoinducție care apare la decuplarea releului (în momentul blocării tranzistorului). În lipsa diodei această tensiunea ar putea duce la străpungerea tranzistorului.

Exemplu de proiectare

Să se calculeze rezistența R_1 pentru ca releul să cupleze la acea iluminare pentru care fotorezistența are valoarea R_{FR} = 5kΩ, dacă U_{CC}=12V, U_{BE}=0,7V, β=100. Rezistența releului este R_{Rel} = 1kΩ iar tensiunea de prag (la care cuplează releul) este U_P=6V.

La ce valoare a fotorezistenței va cupla releul dacă β=200?

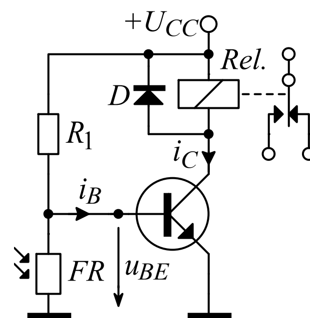


Fig. 3.11. Releu optic

Rezolvare:

Declanşarea releului se produce la apariția tensiunii de prag pe releu. Curentul prin releu este curentul de colector al tranzistorului şi poate fi calculat cu legea lui Ohm (la cuplarea releului dioda *D* este blocată). Curenții prin tranzistor sunt:

$$i_C = \frac{U_P}{R_{Rel}} = \frac{6}{1k} = 6\text{mA}, \quad i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{6m}{100} = 0{,}06\text{mA}.$$

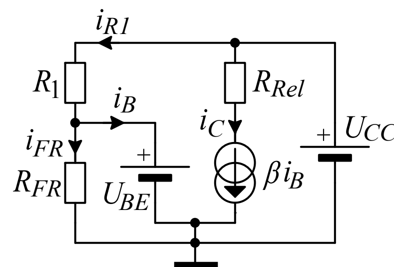
Acest curent de bază trebuie să apară pentru R_{FR} = 5kΩ. Curentul prin fotorezistență şi rezistența R_1 necesară se pot determina prin aplicarea succesivă a legii lui Ohm:

$$i_{FR} = \frac{U_{BE}}{R_{FR}} = \frac{0{,}7}{5k} = 0{,}14\text{mA}, \quad i_{R1} = i_B + i_{FR} = 0{,}2\text{mA}, \quad R_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{i_{R1}} = \frac{11{,}3}{0{,}2m} \cong 56\text{k}\Omega.$$

Dacă factorul de amplificare creşte, curentul necesar în baza tranzistorului scade, curentul prin R_1 nu se modifică şi deci cuplarea releului se va produce pentru o altă valoare a fotorezistenței:

$$i_{FR1} = i_{R1} - \frac{i_C}{\beta} = 0{,}2m - \frac{6m}{200} = 0{,}17\text{mA}, \quad R_{FR1} = \frac{U_{BE}}{i_{FR1}} = \frac{0{,}7}{0{,}17m} = 4{,}12\text{k}\Omega.$$

Analiza circuitului s-a făcut cu schema echivalentă a tranzistorului presupusă implicit. Schema echivalentă a circuitului (care utilizează explicit schema echivalentă a tranzistorului) este reprezentată în figura alăturată.



Observații: **1.** Pentru aplicația propusă modificarea fotorezistenței de la 5kΩ la circa 4kΩ este acceptabilă; declanşarea releului optic se va produce la un nivel de iluminare ceva mai ridicat dacă factorul de amplificare al tranzistorului este mai mare.

2. Echivalarea Thévenin a circuitului din baza tranzistorului nu conduce la o simplificare a calculelor deoarece, în acest caz, atât u_{Th} cât şi R_{Th} depind de fotorezistență.

3.2.3 Sursa standard de curent constant

Sursa de curent constant menține curentul într-o ramură de circuit la o valoare fixată. Teoretic, valoare acestui curent nu depinde de tensiunea dintre bornele sursei de curent. Sursele de curent se pot realiza prin conectarea sarcinii în circuitul de colector al unui tranzistor bipolar care funcționează în RAN şi la care curentul de emitor este menținut constant. Funcționarea unui astfel de circuit se bazează pe egalitatea dintre curentul de colector şi curentul de emitor la TB în RAN.

Sursa de curent constant poate să absoarbă curent (pe care îl conduce de obicei la masă) sau poate să furnizeze curent de la o sursă de tensiune spre circuitul de sarcină (sarcină care de obicei este conectată la masă). Schemele bloc ale unor astfel de configurații sunt prezentate în figura 3.12.*a* şi *b* (circuitele de sarcină sunt reprezentate simbolic de rezistența R_L).

Circuitele cu tranzistoare absorb un curent constant I_C din sursa de tensiune U_{CC} prin sarcina R_L spre masă (cazul *a*), respectiv furnizează un curent constant din sursa de tensiune prin sarcina conectată la masă (cazul *b*). Din punct de vedere energetic circuitele realizează conversia tensiune-curent, preiau energia de la o sursă de tensiune şi o transformă în curent prin sarcină.

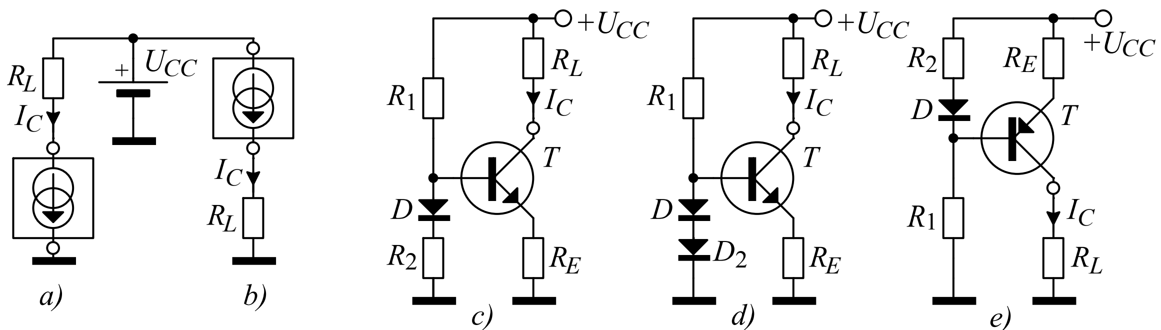


Fig. 3.12. Surse de curent constant cu TB: *a)*, *b)* scheme bloc; scheme de principiu: *c)*, *d)* cu tranzistoare *npn* – absorb curent şi *e)* cu tranzistor *pnp* – injectează curent.

Schemele de principiu ale surselor standard de curent constant care absorb, respectiv injectează curent sunt prezentate în figura 3.12.*c*, *d* respectiv *e*. La dimensionarea acestor surse trebuie respectate următoarele condiții:

- Tranzistorul trebuie să fie nesaturat (se asigură astfel egalitatea curenților prin tranzistor: $I_C \cong I_E$, deoarece tranzistorul nesaturat are un factor de amplificare β mare, sau $\alpha \cong 1$); condiția de nesaturare este relația (3.14) corespunzătoare tipului tranzistorului utilizat.
- Curentul prin circuitul de polarizare al bazei trebuie să fie mult mai mare decât curentul de bază; o condiție rezonabilă este:

$$I_{R1} > 0{,}1 \cdot I_C . \tag{3.27}$$

Această condiție asigură o dependență redusă a curentului de ieşire de factorul de amplificare β al tranzistorului, cât timp acest factor este suficient de mare (tipic: $\beta \geq 100 \Rightarrow I_{R1} \geq 10\, I_{B1}$).

Calcularea curentului de ieşire în funcție de elementele schemei se face considerând implicit modelul tranzistorului din figura 3.4.*a* (respectiv 3.5.*a* pentru *pnp*), fără a mai redesena schema echivalentă. Aceasta revine la a considera tensiunea emitor-bază constantă şi $I_C = \alpha I_E \cong I_E$. Pentru schema din figura 3.12.*c* sunt valabile următoarele relații:

$$I_E = \frac{U_{R_E}}{R_E}, \quad U_{R_E} + U_{BE} = U_{R2} + U_D ; \quad U_D \cong U_{BE} \Rightarrow \quad U_{R_E} \cong U_{R2} \quad \text{şi} \quad I_E \cong \frac{U_{R2}}{R_E} .$$

În circuitul de polarizare al bazei: $U_{R2} = R_2 I_{R2}$; pentru

$$I_{R1} >> I_B \;\Rightarrow\; I_{R2} = I_{R1} - I_B \cong I_{R1} \cong \frac{U_{CC} - U_D}{R_1 + R_2}, \qquad U_{R2} = \frac{R_2(U_{CC} - U_D)}{R_1 + R_2}$$

şi în final se obţine:

$$I_C \cong I_E \cong \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{U_{CC} - U_D}{R_E}. \qquad (3.28)$$

Joncţiunea bază-emitor şi dioda D se comportă aproximativ identic, dependenţa de temperatură a celor două joncţiuni este aproximativ identică şi implicit curentul de ieşire este relativ independent de temperatură. Circuitul funcţionează şi fără dioda D (înlocuită cu un scurtcircuit), dar creşte dependenţa de temperatură a curentului de ieşire.

Condiţia de nesaturare a tranzistorului din relaţia (3.14) impune:

- fie tensiunea de alimentare U_{CC} minimă pentru o sarcină dată:

$$U_{CE} = U_{CC} - (R_L + R_E) \cdot I_C > U_{CEsat} \;\Rightarrow\; U_{CC} > U_{CEsat} + (R_L + R_E) \cdot I_C, \qquad (3.29)$$

- fie căderea de tensiune maximă pe circuitul de sarcină (sau valoarea maximă a rezistenţei de sarcină) dacă tensiunea U_{CC} este impusă:

$$U_{R_L} < U_{CC} - U_{CEsat} - R_E I_C \quad \text{sau} \quad R_L < \frac{U_{CC} - U_{CEsat}}{I_C} - R_E. \qquad (3.30)$$

În cazul generatorului cu tranzistor *pnp* din figura 3.12.*e* relaţiile precedente nu se modifică exceptând înlocuirea tensiunii U_{CEsat} cu tensiunea de saturaţie specifică tranzistorului *pnp*, U_{ECsat}.

Relaţia de calcul a curentului de ieşire din sursă (3.28) este aceeaşi indiferent de tipul tranzistorului. Din această relaţie se remarcă proporţionalitatea dintre curentul de ieşire şi tensiunea de alimentare; aceasta indică dependenţa curentului I_C de tensiunea U_{CC}. Pentru a obţine o relativă independenţă a curentului de ieşire de tensiunea de alimentare, se poate utiliza schema din figura 3.12.*d* (în locul celei din figura 3.12.*c*). Se poate demonstra uşor că:

$$I_C \cong \frac{U_D}{R_E}, \qquad (3.31)$$

unde U_D este căderea de tensiune pe dioda D_2; se poate considera $U_D \cong 0{,}7\text{V}$.

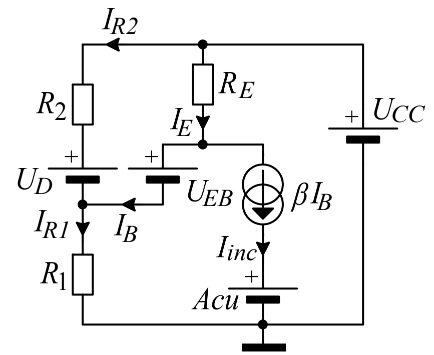
Dacă în schema din figura 3.12.*e* se înlocuieşte $R1$ cu o diodă (sau diodă zener) se obţine şi în cazul schemei cu tranzistor *pnp* o relativă independenţă a curentului de ieşire de tensiunea U_{CC}.

Problemă de proiectare

a) Să se dimensioneze circuitul de încărcare al unui acumulator cu Ni (cadmiu-nichel, CdNi, sau nichel-metal hidrid, NiMH) cu tensiunea nominală de 3,6V (format din trei elemente înseriate) şi cu o capacitate nominală de 1Ah (amper-oră). Curentul de încărcare se alege $I_{înc} = 0{,}1\text{A} (= Q/10\text{h}$, aşa-numitul regim de încărcare lentă; în acest regim, randamentul tipic al încărcării este de circa 70% şi timpul de încărcare a acumulatorului complet descărcat este de circa 14 ore). Se va utiliza circuitul din figura 3.12.*e* (cu acumulatorul conectat la masă) cu tensiunea sursei de alimentare de 12V. Căderea de tensiune pe rezistenţa din emitor se alege $U_{RE} = 2\ldots3\text{V}$ şi $I_{R1} = (10\ldots20) I_{B\max}$. Se consideră factorul de amplificare în curent al tranzistorului $\beta \geq 100$ şi $U_D = U_{EB} = 0{,}7\text{V}$.

b) Pentru sursa de curent constant rezultată, să se determine puterea maximă disipată de tranzistor (în cazul unei tensiuni nule pe sarcină – scurtcircuit la ieşire) şi tensiunea maximă care poate să apară pe sarcină (în cazul în care sursa furnizează curentul nominal), dacă se consideră o tensiune de saturaţie a tranzistorului $U_{ECsat} = 0{,}3\text{V}$.

Rezolvare:



Schema echivalentă a circuitului este reprezentată în figura alăturată. S-a utilizat schema echivalentă a tranzistorului în RAN iar acumulatorul s-a înlocuit cu sursa de tensiune echivalentă.

Curentul de emitor al tranzistorului este practic egal cu cel de colector deoarece β>>1:

$$I_E = I_C + I_B = I_C + \frac{I_C}{\beta} = I_C\left(\frac{\beta+1}{\beta}\right) \cong I_C = I_{înc}.$$

R_E se dimensionează cu legea lui Ohm:

$$R_E = \frac{U_{R_E}}{I_E} \cong \frac{U_{R_E}}{I_{înc}} = \frac{2...3}{0,1} = 20...30\Omega$$. Se alege valoarea standardizată: R_E=22Ω.

Puterea disipată de rezistența de emitor este: $P_{dR_E} = R_E \cdot I_{înc}^2 = 22 \cdot 0,1^2 = 0,22\text{W}$.

Curentul maxim în baza tranzistorului rezultă pentru factorul de amplificare minim:

$$I_{B\max} = \frac{I_C}{\beta_{\min}} = \frac{I_{înc}}{\beta_{\min}} = \frac{0,1}{100} = 0,001\text{A} = 1\text{mA}$$

Din T1K scrisă în baza tranzistorului:

$$I_{R2} + I_B = I_{R1} \quad \text{şi} \quad I_{R1} >> I_B \quad \Rightarrow \quad I_{R2} \cong I_{R1} = (10...20)\cdot I_{B\max} = 10...20\text{mA}$$

Pentru $U_{EB}=U_D$, din T2K scrisă pe bucla: R_E – joncț.E-B – D – R_2 :

$$R_E I_{înc} + U_{EB} = R_2 I_{R2} + U_D \quad \Rightarrow \quad R_E I_{înc} = R_2 I_{R2} \quad \text{şi} \quad R_2 = \frac{R_E I_{înc}}{I_{R2}} = \frac{22\cdot 100\text{m}}{10...20\text{m}} = 220...110\Omega .$$

Se alege valoarea standardizată R_2=150Ω a.î.: $I_{R1} \cong I_{R2} = \dfrac{R_E I_{înc}}{R_2} = \dfrac{22\cdot 100\text{m}}{150} \cong 15\text{mA}$.

Rezistența R_1 se determină din T2K scrisă pentru divizorul din baza tranzistorului:

$$U_{CC} = R_2 I_{R2} + U_D + R_1 I_{R1} \quad \Rightarrow \quad R_1 \cong \frac{U_{CC} - U_D}{I_{R1}} - R_2 = \frac{12-0,7}{15\text{m}} - 150 = 603\Omega .$$

Se alege valoarea standardizată R_1=620Ω.

b) La calcularea puterii disipate de tranzistor se poate neglija puterea din circuitul bazei deoarece atât curentul cât şi tensiunea de bază sunt mici:

$$P_{DT} = I_C U_{EC} + I_B U_{EB} \cong I_C U_{EC} , \quad P_{DT\max} = I_{înc}\left(U_{CC} - R_E I_{înc}\right) = 0,1\cdot(12 - 22\cdot 0,1) \cong 1\text{W} .$$

Puterea disipată maximă s-a calculat considerând cazul cel mai defavorabil, un scurtcircuit în locul acumulatorului, caz în care tensiunea U_{EC} este maximă.

Tensiunea maximă care poate să apară pe sarcină în regim normal de funcționare se calculează din T2K atunci când tranzistorul este la limita practică a RAN ($u_{EC}=U_{ECsat}$):

$$U_{C\max} = U_{CC} - R_E I_{înc} - U_{ECsat} = 12 - 22\cdot 0,1 - 0,3 = 9,5\text{V} .$$

În concluzie, tranzistorul trebuie ales astfel încât să poată disipa 1W şi acest circuit poate furniza un curent constant de 0,1A dacă tensiunea pe sarcină este mai mică decât 9,5V.

3.2.4 Stabilizator de tensiune cu tranzistor

Stabilizatorul de tensiune este un circuit la ieşirea căruia se obține în mod ideal o tensiune constantă. Practic, tensiunea de ieşire trebuie să depindă cât mai puțin de curentul furnizat sarcinii, de tensiunea de intrare şi de temperatură, cu condiția ca acestea să se încadreze între anumite limite.

Tranzistorul este elementul regulator în sensul că preia variațiile tensiunii de intrare şi ale curentului de ieşire. El poate fi conectat între sursa de intrare şi sarcina de la ieşire (în serie cu sarcina), caz în care circuitul este denumit stabilizator serie, sau poate fi conectat în paralel cu sarcina, caz în care circuitul se numeşte stabilizator paralel (sau derivație). Schemele de principiu pentru aceste configurații sunt prezentate în figura 3.13.*a* şi respectiv *b*. Tensiunea de referință U_{Ref} este o tensiune constantă care determină tensiunea de ieşire în cele două cazuri conform relațiilor:

$$a)\ u_O = U_{Ref} - U_{BE}\ , \qquad b)\ u_O = U_{Ref} + U_{BE}\ . \tag{3.32}$$

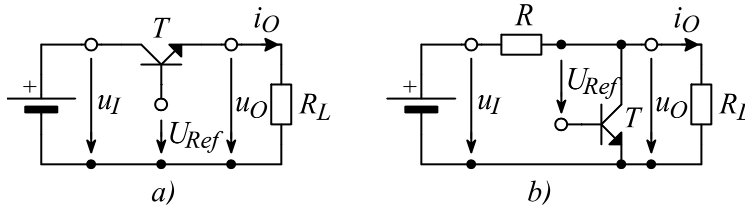


Fig. 3.13. Scheme de principiu pentru:
a) configurația serie
b) configurația paralel.

Întrucât tensiunea U_{BE} este aproximativ constantă, rezultă o tensiune de ieşire u_O care este aproximativ constantă. Avantajul adus de aceste configurații de circuit este curentul mic solicitat din sursa de tensiune constantă U_{Ref}. Această sursă este realizată practic ca stabilizator de tensiune cu diodă Zener sau cu ajutorul unui circuit integrat specializat de mică putere.

În figura 3.14 este prezentat stabilizatorul serie tipic, cu diodă zener.

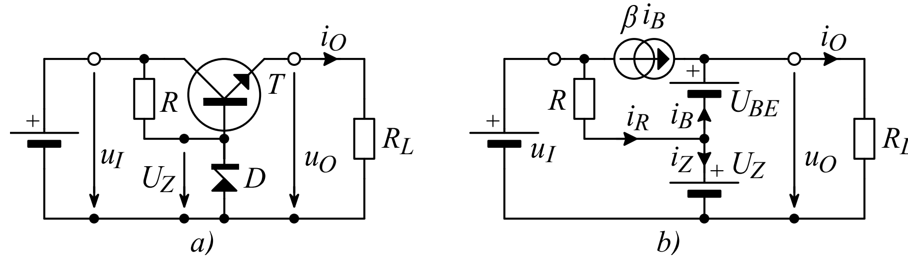


Fig. 3.14. Stabilizatorul de tensiune serie cu tranzistor şi diodă Zener:
a) Schema de principiu, *b)* Schema echivalentă simplificată (valabilă pentru $i_Z > I_{Zm}$).

Stabilizatorul de tensiune cu tranzistor din figura 3.14.*a* se bazează pe circuitul din figura 3.13.*a*, la care sursa de tensiune de referință U_{Ref} este înlocuită cu stabilizatorul parametric compus din *R* şi *D*. Curentul de ieşire pentru stabilizatorul parametric este curentul de bază al tranzistorului i_B, iar curentul de ieşire din stabilizator i_O este curentul de emitor al tranzistorului. Relația dintre curentul de emitor şi curentul de bază al tranzistorului se obține din (3.5) şi (3.6):

$$i_O = i_E = i_C + i_B = \beta \cdot i_B + i_B = (\beta + 1) i_B \qquad \text{şi deci} \qquad i_B = \frac{i_O}{\beta + 1}\ . \tag{3.33}$$

Tensiunea de la ieşirea stabilizatorului se poate calcula cu relația (3.32.*a*) care devine:

$$u_O = U_Z - U_{BE}\ , \tag{3.34}$$

iar puterea disipată de tranzistor se poate calcula cu relația:

$$P_{dT} = u_{CE} \cdot i_E = (u_I - u_O) \cdot i_O\ . \tag{3.35}$$

Stabilizatorul parametric şi implicit stabilizatorul cu tranzistor funcționează corect dacă prin dioda zener circulă un curent între limitele admise (conform relației de la stabilizatorul parametric):

$$I_{Zm} \le i_Z \le I_{ZM}\ ,$$

unde I_{Zm} este curentul minim de stabilizare şi I_{ZM} este curentul maxim de stabilizare. Pe baza schemei echivalente din figura 3.14.*b* se pot calcula limitele tensiunii de intrare şi ale curentului de ieşire pentru care circuitul îndeplineşte funcţia de stabilizator de tensiune. Astfel, pentru un anumit curent de ieşire I_O, considerat constant, tensiunea de intrare trebuie să fie:

$$u_I \geq U_Z + R \cdot \left(I_{Zm} + \frac{I_O}{\beta + 1} \right), \tag{3.36}$$

iar pentru o anumită tensiune de intrare U_I, constantă, curentul de ieşire trebuie să fie:

$$i_O \leq \beta \cdot \left(\frac{U_I - U_Z}{R} - I_{Zm} \right). \tag{3.37}$$

Variaţia simultană a tensiunii de intrare şi a curentului de ieşire este analizată într-un:

Exemplu de proiectare

a) Să se determine rezistorul *R* astfel încât stabilizatorul de tensiune din figura 3.14.*a* să funcţioneze corect şi încărcarea diodei zener să fie minimă dacă u_I=12…15V şi i_O=0…0,5A. Pentru dioda zener (de tip DZ6V8) se consideră U_Z=6,8V, I_{Zm}=5mA şi I_{ZM}=70mA iar pentru tranzistor $\beta \geq 100$ şi U_{BE}=0,7V.

Pentru R=470Ω să se determine: *b)* puterea maximă disipată de tranzistor şi de dioda zener dacă limitele u_I şi i_O sunt cele de la punctul precedent şi *c)* puterea maximă disipată de tranzistor în cazul unui scurtcircuit la ieşire dacă β=50 (pentru I_C= 1 … 2 A; β scade la creşterea I_C).

Rezolvare

a) Determinarea rezistorului *R* presupune aflarea valorii rezistenţei şi a puterii disipate maxime. Rezistenţa trebuie astfel dimensionată încât cel mai mic curent prin dioda zener să fie cel puţin egal cu I_{Zm}:

$$i_Z = i_R - i_B = \frac{u_I - U_Z}{R} - \frac{i_O}{\beta}; \quad i_{Z\min} = \frac{u_{I\min} - U_Z}{R} - \frac{i_{O\max}}{\beta_{\min}} \geq I_{Zm}.$$

Din relaţia anterioară rezultă rezistenţa maximă (pentru care stabilizatorul funcţionează corect şi încărcarea diodei zener este minimă):

$$R \leq \frac{u_{I\min} - U_Z}{I_{Zm} + i_{O\max}/\beta_{\min}} = \frac{12 - 6{,}8}{5\text{m} + 500\text{m}/100} = 0{,}52\text{k} = 520\Omega.$$

Puterea disipată de rezistor şi valoarea maximă a acesteia sunt:

$$P_{dR} = \frac{(u_I - U_Z)^2}{R}, \qquad P_{dR\max} = \frac{(u_{I\max} - U_Z)^2}{R} = \frac{(15 - 6{,}8)^2}{520} \cong 0{,}13\text{W}.$$

Se verifică dacă dioda zener suportă curentul maxim care poate să apară:

$$i_{Z\max} = \frac{u_{I\max} - U_Z}{R} - \frac{i_{O\min}}{\beta} = \frac{15 - 6{,}8}{520} - 0 \cong 16\text{mA} < I_{ZM} \,(= 70\text{mA}).$$

b) Puterea maximă disipată de tranzistor se calculează particularizând relaţia (3.35):

$$P_{dT\max} = (u_{I\max} - U_O) \cdot i_{O\max} = [15 - (6{,}8 - 0{,}7)] \cdot 0{,}5 = 4{,}45\text{W}.$$

Puterea maximă disipată de dioda zener se calculează cu ajutorul curentului maxim care poate să apară prin dioda zener (calculat cu rezistenţa *R* de la punctul *b*):

$$P_{dZ\max} = U_Z \cdot i_{Z\max} = U_Z \cdot \left(\frac{u_{I\max} - U_Z}{R} - \frac{i_{O\min}}{\beta} \right) = 6{,}8 \cdot \left(\frac{15 - 6{,}8}{470} - 0 \right) \cong 0.12\text{W}.$$

c) În cazul unui scurtcircuit la ieşire tensiunea pe tranzistor este egală cu tensiunea de intrare şi curentul prin tranzistor creşte foarte mult:

$$u_{CEsc} = u_I - u_O = u_I - 0 = u_I, \qquad i_{Csc} = \beta \cdot i_{Bsc} = \beta \cdot \frac{u_I - U_{BE}}{R}$$

ceea ce determină o creştere apreciabilă a puterii disipate pe tranzistor:

$$P_{dT\max sc} = u_{I\max} \cdot \left(\beta \cdot \frac{u_{I\max} - U_{BE}}{R} \right) = 15 \cdot \left(50 \cdot \frac{15 - 0{,}7}{470} \right) = 15 \cdot 1{,}52 = 22{,}8\text{W}.$$

S-a utilizat valoarea mai mică a factorului de amplificare β deoarece curentul prin tranzistor are o valoare mare (1,5A), valoare la care factorul β scade (conform enunțului).

Observații: **1.** Circuitul se dimensionează astfel încât curentul prin dioda zener să fie mai mare decât curentul minim admisibil, cât timp tensiunea de intrare şi curentul de ieşire se mențin în limitele prestabilite.

2. Pentru stabilizatorul serie, tranzistorul este componenta de circuit care preia diferența de putere dintre intrare şi ieşire. În cazul unui scurtcircuit la ieşire, puterea disipată de tranzistor creşte foarte mult (de circa 5 ori la circuitul analizat) şi pentru a preîntâmpina distrugerea tranzistorului, în circuitele reale trebuie prevăzut un mecanism de limitare a curentului de scurtcircuit.

3.2.5 Amplificator de tensiune cu tranzistor

Prin amplificare se înțelege operația de mărire a puterii unui semnal în condițiile păstrării formei acestuia. Mărirea puterii unui semnal electric se face pe seama energiei furnizată de sursa de alimentare. Circuitul electronic care realizează operația de amplificare se numeşte **amplificator**.

Unul dintre cele mai simple amplificatoare poate fi realizat cu ajutorul inversorului cu un tranzistor. După cum s-a arătat în paragraful 3.2.1, dacă tranzistorul din circuitul inversor funcționează în regim activ normal, atunci caracteristica de transfer a circuitului este liniară, relația (3.26), ceea ce indică o proporționalitate între semnalul de ieşire şi cel de intrare al inversorului. Pentru a transforma inversorul cu tranzistor în amplificator trebuie să se aplice semnalul variabil la intrarea inversorului şi să se preia variațiile semnalului de la ieşire. Un astfel de inversor, modificat pentru a funcționa ca amplificator, este prezentat în figura 3.15.*a*.

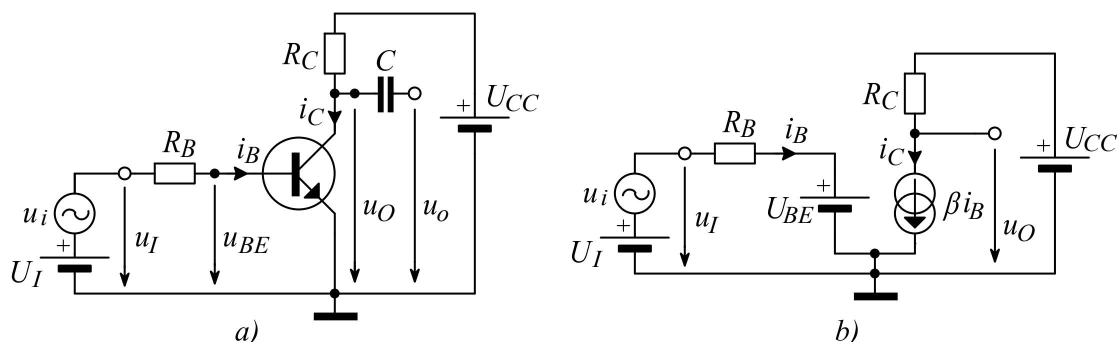


Fig. 3.15. Amplificator de tensiune obținut prin modificarea inversorului cu tranzistor: *a)* Schema de principiu, *b)* Schema echivalentă simplificată (valabilă pentru $u_I > U_{BE}$).

Prin înserierea surselor la intrare se obține o tensiune u_I care are o componentă U_I de *cc* (sau de polarizare) şi o componentă u_i de *ca* (sau de semnal, cu o valoare medie nulă):

$$u_I = U_I + u_i . \quad (3.38)$$

Tensiunea de ieşire u_O care rezultă este şi ea formată dintr-o componentă U_O de *cc* şi o componentă u_o de *ca*:

$$u_O = U_O + u_o . \quad (3.39)$$

Componenta de semnal de la ieşire este separată de componenta de *cc* cu ajutorul condensatorului de cuplaj *C* a cărui capacitate are o valoare mare (teoretic infinită).

Calcularea mărimilor electrice din circuit se poate face cu ajutorul schemei echivalente a circuitului din figura 3.15.*b*, în care tranzistorul a fost înlocuit cu schema echivalentă simplificată:

$$u_O = U_{CC} - R_C \cdot i_C = U_{CC} - R_C \cdot \beta \cdot i_B = U_{CC} - \beta \cdot R_C \frac{U_I + u_i - U_{BE}}{R_B} . \quad (3.40)$$

Mărimile de *cc* se obţin considerând tensiunea de semnal la intrare nulă (u_i=0):

$$U_O = U_{CC} - \beta \cdot R_C \frac{U_I - U_{BE}}{R_B} . \quad (3.41)$$

Din relaţiile (3.39), (3.40) şi (3.41) se pot determina tensiunea de semnal la ieşire şi amplificarea în tensiune realizată de circuit:

$$u_o = u_O - U_O = -\beta \cdot R_C \frac{u_i}{R_B}, \qquad a_u = \frac{u_o}{u_i} = -\beta \frac{R_C}{R_B} . \quad (3.42)$$

Semnul „–" din expresia amplificării indică un defazaj de 180º între semnalul de ieşire şi semnalul de intrare în amplificator (de exemplu, atunci când semnalul de intrare atinge valoarea maximă – amplitudinea pozitivă, semnalul de ieşire va atinge amplitudinea negativă).

Valoarea amplificării în tensiune depinde de rezistenţele din circuit (R_C şi R_B) şi de factorul de amplificare în curent al tranzistorului β. Pentru a obţine o amplificare cât mai mare trebuie ca rezistenţa R_B să fie cât mai mică (conform relaţiei precedente, amplificarea devine infinită pentru R_B=0). Dacă R_B=0, atunci semnalul de intrare se aplică direct în baza tranzistorului şi tensiunea u_{BE} se modifică (datorită tensiunii variabile u_i). Conform modelului simplificat al tranzistorului, utilizat anterior, tensiunea $u_{BE}=U_{BE}$=ct. nu se modifică. Această aparentă imposibilitate (ca u_{BE} să fie variabil şi constant în acelaşi timp) indică de fapt că modelul simplificat al tranzistorului nu poate fi utilizat (pentru R_B mici) şi trebuie utilizat un model mai precis, de exemplu modelul exponenţial, dat de ecuaţia (3.9) a tranzistorului. Pe baza modelului exponenţial se va face analiza funcţionării tranzistorului în regim dinamic (într-un paragraf următor).

Limitele între care amplificatorul funcţionează liniar sunt date de intrarea tranzistorului în blocare ($u_O \cong U_{CC}$), respectiv în saturaţie ($u_O \cong 0$). Pentru a obţine un domeniu maxim de variaţie a tensiunii de ieşire, în cazul unui semnal simetric (de exemplu sinusoidal), trebuie ca tensiunea de ieşire fără semnal U_O (tensiunea de polarizare la ieşire) să aibă valoarea medie a celor două limite:

$$U_O \cong \frac{U_{CC}}{2} . \quad (3.43)$$

După cum se poate constata din relaţia (3.40) tensiunea continuă U_O (de polarizare la ieşire) depinde de tensiunea de polarizare a intrării U_I şi de factorul de amplificare al tranzistorului β.

Exemplu de analiză

a) Să se determine amplificarea în tensiune a_u, tensiunea statică la ieşire U_O şi limitele extreme ale tensiunii de ieşire u_O pt. un semnal sinusoidal de intrare cu amplitudinea U_{i_vf}=0,2V, dacă pentru amplificatorul din figura 3.15.*a* se cunosc: R_B=10kΩ, R_C=2kΩ, U_{CC}=20V, U_I=1,2V, U_{BE}=0,7V şi β=200.

b) Cum se modifică a_u şi U_O dacă β se modifică cu ±50% (β=100 respectiv β=300)?

Rezolvare *a)* Amplificarea în tensiune se determină cu relația (3.42):

$$a_u = -\beta \frac{R_C}{R_B} = -200 \frac{1\text{k}}{10\text{k}} = -20$$

şi tensiunea statică la ieşire, calculată cu relația (3.41), are valoarea:

$$U_O = U_{CC} - \beta \cdot R_C \frac{U_I - U_{BE}}{R_B} = 20 - 200 \cdot 1\text{k} \frac{1{,}2 - 0{,}7}{10\text{k}} = 10\text{V},$$

optimă conform relației (3.43).

Valorile extreme ale tensiunii la ieşire calculate cu (3.40) (pt. $u_i = \pm U_{i_vf} = \pm 0{,}2\text{V}$) sunt:

$$u_{O\min} = 20 - 200 \cdot 1\text{k} \frac{1{,}2 + 0{,}2 - 0{,}7}{10\text{k}} = 6\text{V}, \qquad u_{O\max} = 20 - 200 \cdot 1\text{k} \frac{1{,}2 - 0{,}2 - 0{,}7}{10\text{k}} = 14\text{V}.$$

Inversarea fazei la ieşire față de intrare (indicată de semnul „–“ din expresia amplificării), se constată prin faptul că, de exemplu, valorii maxime a tensiunii de intrare (1,2+0,2V) îi corespunde valoarea minimă a tensiunii de ieşire (6V).

b) Pentru β=100 amplificarea scade şi tensiunea statică la ieşire creşte:

$$a_u = -100 \frac{1\text{k}}{10\text{k}} = -10, \qquad U_O = 20 - 100 \cdot 1\text{k} \frac{1{,}2 - 0{,}7}{10\text{k}} = 15\text{V},$$

iar pentru β=300, amplificarea creşte şi tensiunea statică la ieşire scade:

$$a_u = -300 \frac{1\text{k}}{10\text{k}} = -30, \qquad U_O = 20 - 300 \cdot 1\text{k} \frac{1{,}2 - 0{,}7}{10\text{k}} = 5\text{V}.$$

Concluzii:

1. Circuitul analizat este un **amplificator inversor**; amplifică semnalul de intrare (de câteva zeci de ori în exemplul analizat) şi inversează faza semnalului de ieşire față de semnalul de intrare.

3. Acest amplificator utilizează două surse de alimentare (U_{CC} şi U_I) pentru polarizarea tranzistorului; în practică sunt preferate amplificatoarele cu o singură sursă de alimentare.

2. La acest amplificator realizat pe baza inversorului cu tranzistor, ambele mărimi de interes, atât amplificarea cât şi tensiunea de polarizare a ieşirii, depind pronunțat de factorul de amplificare în curent al tranzistorului β.

Circuitele electronice robuste şi precise sunt acelea a căror funcționare depinde cât mai puțin de variațiile posibile ale componentelor de circuit în general şi de valoarea factorului β în special. Studierea amplificatorului realizat pe baza inversorului cu tranzistor (ai cărui parametrii depind foarte mult de β) va fi aprofundată în două direcții: prin studiul circuitelor de polarizare a tranzistoarelor şi prin analiza funcționării în regim dinamic a tranzistoarelor.

3.3 CIRCUITE DE POLARIZARE

Circuitele de polarizare asigură funcționarea tranzistorului în punctul static de funcționare dorit. Punctul static de funcționare (*psf*) reprezintă valoarea mărimilor electrice din tranzistor, măsurate în curent continuu. Fiind un dispozitiv cu trei terminale, tranzistorul este caracterizat în *cc* de 3 curenți şi 3 tensiuni. Definirea *psf* se face cu o mulțime de 4 mărimi electrice, doi curenți şi două tensiuni, uzual $\{I_C, U_{CE}, I_B, U_{BE}\}$, celelalte două mărimi electrice rezultă din cele două teoreme ale lui Kirchhoff aplicate tranzistorului. Adesea se consideră suficientă precizarea *psf* cu ajutorul perechii tensiune-curent dintre colector şi emitor $\{I_C, U_{CE}\}$.

Pentru polarizarea tranzistorului în RAN trebuie asigurată polarizarea directă a joncțiunii E-B şi polarizarea inversă a joncțiunii C-B. Cea mai directă soluție de polarizare este utilizarea a două circuite de polarizare distincte pentru bază şi colector.

3.3.1 Polarizarea tranzistorului în conexiunea emitor comun (EC)

Circuitul de polarizare prezentat în figura 3.16.*a* a fost utilizat şi la inversorul cu tranzistor. Varianta acestui circuit pentru tranzistorul *pnp* este prezentată în figura 3.16.*c*. Tranzistorul *pnp* este reprezentat inversat, cu emitorul în sus, conform convenției de desenare în urma căreia rezultă o circulație a curenților de sus în jos, iar liniile cu potențiale mai mari sunt plasate în partea de sus a figurii (tensiunile sunt pozitive de sus în jos).

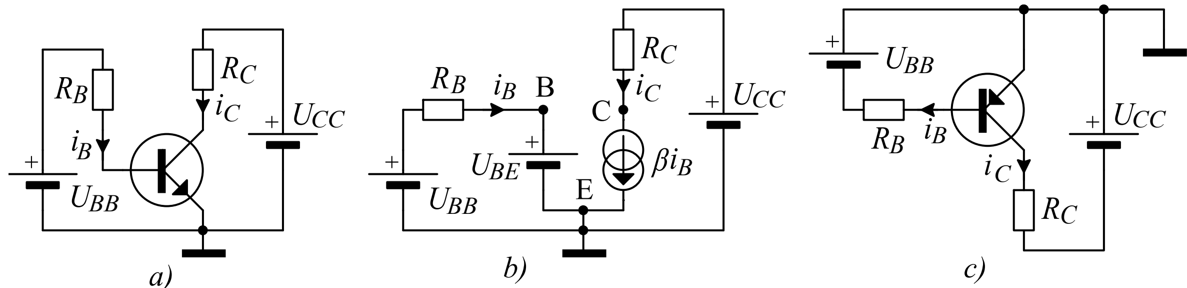


Fig. 3.16. Circuite de polarizare cu două surse de alimentare.
a) schema de principiu pentru TB *npn*, *b)* schema echivalentă simplificată,
c) schema de principiu pentru *pnp*, (tranzistorul este figurat inversat – cu E sus).

Mărimile electrice specifice tranzistoarelor (curenții în acest caz) sunt notate în figură cu literă mică (cu indice literă mare) pentru a simboliza caracterul variabil al acestora, în sensul că, aceste mărimi (de *cc* sau *cc+ca*) sunt determinate de componentele circuitului. Curenții şi tensiunile de polarizare, fiind mărimi de *cc*, se vor nota în formule cu literă mare (cu indice literă mare).

Punctul static de funcționare se poate determina din schema echivalentă (simplificată) a circuitului, reprezentată în figura 3.16.*b*. Se presupun cunoscuți parametrii statici ai TB, β şi U_{BE}. Dacă nu se cunosc, se pot considera valori în intervalele: U_{BE}=0,6...0,8V şi β=100...500 pentru tranzistoarele uzuale (siliciu, de mică putere). Se observă dispersia mare a valorii factorului de amplificare β. În lipsa unor informații mai precise despre parametrii TB, se poate considera o estimare inițială pentru aceştia la o valoare medie a intervalelor precizate.

Curentul de bază se determină aplicând T2K pe bucla de intrare:

$$I_B = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_B}. \tag{3.44}$$

Curentul de colector este fixat (conform schemei echivalente) de generatorul de curent comandat din colectorul tranzistorului conform relației:

$$I_C = \beta \cdot I_B. \tag{3.45}$$

Tensiunea colector-emitor rezultă din T2K aplicată pe bucla de ieşire:

$$U_{CE} = U_{CC} - R_C \cdot I_C. \quad (3.46)$$

La tranzistoarele de tip *pnp*, calculele se fac cu relaţiile de mai sus, în care tensiunile pe tranzistor se consideră cu sensul schimbat astfel încât să rezulte în mod normal pozitive: $U_{EB}>0$ în loc de U_{BE} şi $U_{EC}>0$ în locul tensiunii U_{CE}. Sensurile curenţilor sunt inversate (curentul intră în E şi iese prin C) conform figurii.

3.3.2 Polarizarea tranzistorului în conexiunea bază comună (BC)

Polarizarea tranzistorului conectat cu baza la masă se poate realiza cu schemele din figura 3.17. Pentru determinarea *psf* în cazul tranzistoarului *npn* se pot utiliza relaţiile:

$$I_E = \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_E},$$
$$I_C = \alpha \cdot I_E \cong I_E, \quad (3.47)$$
$$U_{CB} = U_{CC} - R_C \cdot I_C.$$

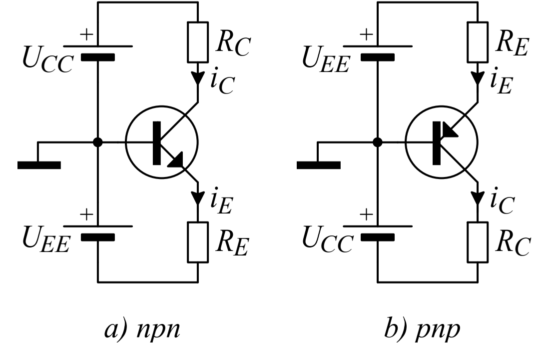


Fig. 3.17. Circuite de polarizare în conexiunea BC

La tranzistorul *pnp*, tensiunile pe tranzistor în relaţiile anterioare se consideră cu sens inversat, astfel încât să rezulte în mod normal pozitive: $U_{EB}>0$ în loc de U_{BE} şi $U_{BC}>0$ în locul tensiunii U_{CB}.

3.3.3 Polarizarea de la o singură sursă de alimentare

Dezavantajul evident al circuitelor de polarizare prezentate în paragrafele precedente este utilizarea a două surse de alimentare. Pentru circuitele din figura 3.16, în locul celor două surse se poate utiliza o sursă unică atât pentru polarizarea bazei cât şi a colectorului, ca în figura 3.18.

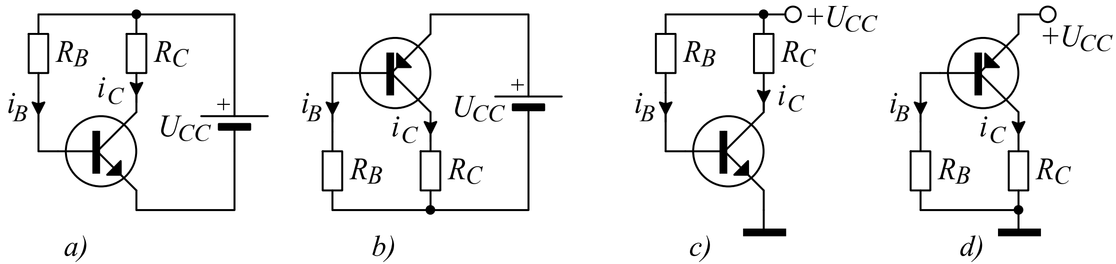


Fig. 3.18. Circuite de polarizare cu sursă de alimentare unică.

Circuitele de polarizare din figura 3.18 *a)* şi *c)* sunt pentru tranzistoare *npn*, iar cele de la *b)* şi *d)* pentru tranzistoare *pnp*. În schemele *c)* şi *d)* în locul sursei de alimentare s-a notat potenţialul bornei de alimentare a circuitului (faţă de masă). Acest mod de a nota sursele de alimentare se va utiliza în continuare pentru a simplifica schemele.

Pentru calcularea *psf* se înlocuieşte U_{BB} cu U_{CC} în relaţia (3.44):

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B}, \quad I_C = \beta \cdot I_B, \quad U_{CE} = U_{CC} - R_C \cdot I_C. \quad (3.48)$$

3.3.4 Variaţia *psf* cu parametrii tranzistoarului

Considerarea factorului β ca fiind constant este o aproximaţie utilizată pentru a simplifica analiza circuitelor. În cazul tranzistoarelor reale, factorul β depinde în primul rând de exemplarul de tranzistor utilizat; chiar şi în cazul tranzistorelor de acelaşi tip este posibilă o variaţie de la simplu la

dublu (sau chiar mai mare) a valorii factorului β datorită dispersiei de fabricație a componentelor (de exemplu în catalogul IPRS-Băneasa la tranzistoarele de tip BC107B β=240…500). Pentru un tranzistor dat, factorul β depinde de temperatură şi de curentul prin tranzistor (mai ales în domeniul curenților foarte mici sau foarte mari). La tranzistoarele integrate tipice, se poate considera că β creşte cu 7% la o creştere a temperaturii cu 10ºC şi deci coeficientul de variație a amplificării cu temperatura este $k_\beta \cong 0{,}7\%/^oC$. Prin urmare, factorul β este constant doar pentru un anumit tranzistor, la o anumită temperatură şi pentru curenți medii prin tranzistor.

Tensiunea bază-emitor este de fapt tensiunea pe o joncțiune. Ca şi la diode, această tensiune depinde logaritmic de curentul prin tranzistor (datorită ecuației exponențiale a tranzistorului) şi liniar de temperatură. Valoarea tipică a coeficientului de temperatură este de –2mV/ºC.

Modificarea acestor parametrii ai TB duce la modificarea *psf*. În circuitele de polarizare prezentate, tensiunea U_{BE} are o importanță relativ redusă (deoarece de obicei $U_{BE} \ll U_{BB}$) şi deci variația acesteia cu temperatura nu va influența semnificativ curentul I_B. Pentru I_B constant variația factorului de amplificare β cu temperatura va duce la modificarea în aceeaşi măsură a valorii curentului de colector deoarece $I_C = \beta \cdot I_B$.

Astfel, la o variație ΔT=30°C, variația curentului va fi $\Delta I_C = 0{,}7\% \cdot 30 \cdot I_C = 0{,}21 \cdot I_C$, variație inacceptabilă în majoritatea aplicațiilor practice. Pentru a elimina acest dezavantaj s-au conceput circuite de polarizarea care asigură o relativă insensibilitate a *psf* cu temperatura. Procedeele de stabilizare termică pot fi împărțite în două categorii:

- procedee liniare, care utilizează în circuitul de polarizare componente liniare (rezistoare);
- procede neliniare sau de compensare, care utilizează componente ale căror caracteristici sunt dependente de temperatură (termistoare, diode).

Procedeele liniare nu asigură o compensare perfectă, dar pot reduce foarte mult variația *psf* cu modificarea parametrilor TB (cu temperatura sau datorate dispersiei tehnologice de fabricație). Procedeele neliniare pot asigura o compensare completă a variațiilor cu temperatura, dar necesită o reglare minuțioasă şi nu pot compensa dispersia tehnologică a caracteristicilor tranzistoarelor.

În continuare se va prezenta soluția cea mai utilizată la circuitele discrete cu tranzistoare.

3.3.5 Circuit de polarizare cu R_E şi cu divizor de polarizare în bază

Reducerea influenței parametrilor tranzistoarelor asupra *psf* se realizează prin introducerea rezistorului R_E între emitorul tranzistorului şi masă. Circuitul de principiu pentru tranzistorul *npn* este prezentat în figura 3.19.*a*, iar circuitul practic cel mai des utilizat este cel din figura 3.19.*c*.

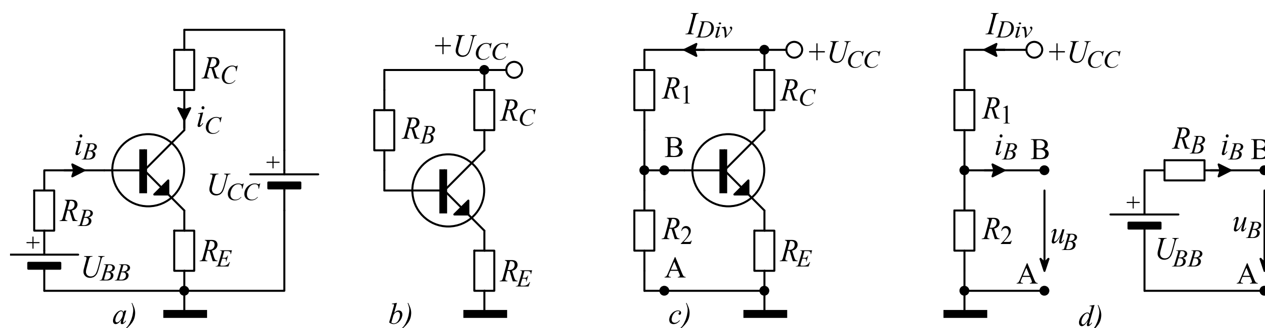


Fig. 3.19. Circuite de polarizare cu R_E; Schema principială: *a)* cu două surse, *b)* cu sursă unică; *c)* Schema utilizată practic şi *d)* echivalarea divizorului de polarizare a bazei (pentru cazul *c*).

Prin înlocuirea divizorului de polarizare a bazei cu sursa Thévenin echivalentă (fig. 3.19.*d*) circuitul de polarizare echivalent devine cel din figura 3.19.*a*. Parametrii sursei Thévenin sunt:

$$U_{BB} = U_{R_2}\Big|_{i_B=0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{CC}\,, \quad R_B = R_1 \parallel R_2\,. \tag{3.49}$$

Stabilizarea *psf* față de variațiile factorului de amplificare în curent al tranzistorului β are loc după următorul mecanism:

- La creşterea lui β (datorată de exemplu creşterii temperaturii sau înlocuirii tranzistorului cu altul cu β mai mare) curentul de colector creşte: $$I_C = \beta \cdot I_B\,, \tag{3.50}$$
- tensiunea în emitorul tranzistorului creşte: $$U_E = R_E I_E = R_B(\beta+1)I_B\,, \tag{3.51}$$
- iar curentul de bază al tranzistorului scade: $$I_B = \frac{U_{BB} - U_{BE} - U_E}{R_B} \tag{3.52}$$
- compensând o parte din creşterea curentului de colector – în relația (3.50) β creşte, I_B scade.

Curentul de colector rezultă prin înlocuirea relației (3.51) în (3.52) şi apoi a relației (3.52) în (3.50):

$$I_C = \frac{\beta(U_{BB} - U_{BE})}{R_B + R_E(\beta+1)}\,. \tag{3.53}$$

Pentru $R_B \ll \beta R_E$ (condiție care se poate realiza deoarece β este de ordinul sutelor), curentul de colector practic nu mai depinde de β:

$$I_C \cong \frac{\beta(U_{BB} - U_{BE})}{R_E(\beta+1)} \cong \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_E}\,. \tag{3.54}$$

Efectul variației tensiunii U_{BE} (de exemplu variația cu temperatura este de circa –2mV/°C) este nesemnificativ dacă numărătorul expresiei (3.54) este mult mai mare decât respectiva variație.

În final se verifică dacă tranzistorul este în regim activ normal; tensiunea în colector trebuie să fie mai mare decât în bază, sau cel puțin $U_{CE} > U_{CEsat}$. U_{CE} se calculează din T2K cu relația:

$$U_{CE} \cong U_{CC} - (R_C + R_E)I_C\,. \tag{3.55}$$

Exemplu de analiză

Să se determine limitele de variație ale *psf* $\{I_C, U_{CE}\}$ pentru circuitul din figura 3.19.*c* dacă se consideră U_{BE}=0,6…0,7V şi β=100…300. Valorile rezistențelor din circuit sunt: R_1=30kΩ, R_2=10kΩ, R_C=2kΩ, R_E=1kΩ şi tensiunea de alimentare este U_{CC}=12V.

Rezolvare: Parametrii sursei echivalente Thévenin, de polarizare a bazei, sunt:

$$U_{BB} = U_{CC}\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12\frac{10\text{k}}{30\text{k} + 10\text{k}} = 3\text{V}\,, \quad R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{30\text{k} \cdot 10\text{k}}{30\text{k} + 10\text{k}} = 7{,}5\text{k}\Omega\,.$$

Curentul de colector se calculează cu relația (3.53) ținând seama de limitele extreme:

$$I_C = \frac{100 \cdot (3 - 0{,}7)}{7{,}5\text{k} + 101 \cdot 1\text{k}} \ldots \frac{300 \cdot (3 - 0{,}6)}{7{,}5\text{k} + 301 \cdot 1\text{k}} = 2{,}12\ldots 2{,}33\text{mA}$$

Se observă că pentru o variație foarte mare a lui β, (-50%…+50% față de media valorilor), variația I_C este mult mai mică: –5%…+3,5%. Influența variației tensiunii U_{BE} este oricum foarte mică deoarece numărătorul relației (3.54) este mult mai mare decât această variație: 2,3V>>0,05V (s-a considerat variația față de media tensiunilor U_{BE}).

Conform cu relația (3.55) limitele tensiunii U_{CE} sunt:

$$U_{CE} = 12 - (2\text{k} + 1\text{k}) \cdot (2{,}12 \ldots 2{,}33)\text{m} = 5{,}64 \ldots 5{,}01\text{V}.$$

Calculele cu inecuații şi estimarea erorilor sunt o necesitate în practica inginerească datorită variațiilor componentelor de circuit (mai ales a dispozitivelor semiconductoare).

Rezultatele obținute cu relația aproximativă de calcul (3.54) sunt acceptabile:

$$I_C \cong \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_E} = \frac{3 - 0{,}65}{1\text{k}} = 2{,}35\text{mA}, \quad U_{CE} = 12 - 3\text{k} \cdot 2{,}35\text{m} = 4{,}95\text{V},$$

curentul obținut este ceva mai mare (ca pentru $\beta = \infty$). Ținând seama de precizia cu care sunt cunoscute valorile componentelor în practică, acest calcul este de obicei satisfăcător.

Dimensionarea circuitului de polarizare

Pentru ca valoarea factorului β să nu influențeze semnificativ *psf*, la proiectarea circuitului de polarizare trebuie ca rezistența de emitor să fie suficient de mare $R_E \gg R_B/\beta$. Ținând seama că la circuitele practice $R_2 > R_B$, rezultă o condiție mai convenabilă la proiectare (deoarecce se referă direct la componentele circuitului):

$$\beta R_E \gg R_2. \tag{3.56}$$

Condiția (3.54) este echivalentă cu neglijarea rezistenței R_B în schema din figura 3.19.*a* sau cu alte cuvinte tensiunea în baza tranzistorului u_B nu depinde de curentul de bază i_B. Din punctul de vedere al curenților din circuit, aceasta se reduce la a alege prin divizor un curent suficient de mare:

$$I_{Div} \gg I_B, \tag{3.57}$$

sau

$$I_{Div} > I_E/10. \tag{3.58}$$

o condiție echivalentă, mai uşor de utilizat practic (valabilă deoarece $I_E/I_B \cong \beta \gg 10$).

Cele trei relații anterioare sunt aproximativ echivalente (pentru $\beta > 100$). La dimensionarea circuitului de polarizare se utilizează oricare dintre ele în funcție de datele de proiectare disponibile.

Din ecuația de continuitate a tranzistorului, pentru un factor β suficient de mare se obține:

$$I_E = I_C + I_B = I_C + \frac{I_C}{\beta} = I_C\left(\beta + \frac{1}{\beta}\right), \quad \beta \gg 1 \quad \Rightarrow \quad I_E \cong I_C. \tag{3.59}$$

Acestui curent (aproximativ identic în colector şi în emitor) i se spune **curentul prin tranzistor**. Aproximația din relația precedentă se foloseşte adesea la calculul circuitelor cu tranzistoare.

Pentru a reduce dependența curentului de polarizare a colectorului I_C de variațiile tensiunii U_{BE} cu temperatura, rezistența R_E se alege astfel încât tensiunea de emitor să fie $U_E \gg \Delta U_{BE}$ sau:

$$U_E = U_{R_E} \cong R_E I_C = 0{,}5\text{V} \ldots U_{CC}/3. \tag{3.60}$$

Exemplu de proiectare

Să se dimensioneze circuitul de polarizare al tranzistorului bipolar din figura 3.19.*c* astfel încât să se obțină: $I_C = 3\text{mA}$, $U_{CE} = U_{CC}/3$, pentru $U_{BE} = 0{,}6\text{V}$, $\beta \geq 200$ şi $U_{CC} = 9\text{V}$. Se sugerează alegerea $I_{Div} \geq 0{,}1 I_C$ şi $U_E \cong U_{CC}/3$.

Rezolvare: Rezistențele din circuit pot fi dimensionate utilizând legea lui Ohm:

$$R_E = \frac{U_E}{I_E} \cong \frac{U_E}{I_C} = \frac{3}{3\text{m}} = 1\text{k}\Omega\,, \quad R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_E}{I_C} = \frac{9-3-3}{3\text{m}} = 1\text{k}\Omega$$

Curentul prin divizorul de polarizarea al bazei se alege conform sugestiei:

$$I_{Div} = 0{,}1 I_C = 0{,}3\ \text{mA},$$

şi cu acest curent se pot determina rezistoarele de polarizare a bazei:

$$R_2 \cong \frac{U_{BE} + U_E}{I_{Div}} = \frac{0{,}6+3}{0{,}3\text{m}} = 12\text{k}\Omega\,, \quad R_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE} - U_E}{I_{Div}} = 18\text{k}\Omega$$

La rezolvarea problemei nu s-a utilizat explicit factorul β al tranzistorului; s-a ținut seama implicit de faptul că $\beta \gg 1$ deoarece s-a considerat $I_C \cong I_E$, conform relațiilor (3.59).

3.3.6 Determinarea *psf* la circuitele cu mai multe tranzistoare

Determinarea punctelor statice de funcționare la circuitele cu mai multe tranzistoare (rezolvarea circuitelor) se bazează pe scrierea ecuațiilor lui Kirchhoff în nodurile şi pe ochiurile circuitului respectiv. Sistemul de ecuații care rezultă poate fi rezolvat cu ajutorul determinanților. Această metodă de calcul are ca dezavantaje complexitatea destul de ridicată a calculelor şi dificultatea de identificare a elementelor definitorii pentru funcționarea circuitului respectiv. Cu cât calculele şi analiza unui circuit sunt mai simple cu atât mai uşor se pot identifica componentele de circuit care influențează funcționarea acestuia şi se pot efectua modificările esențiale pentru a obține rezultatul scontat; simplificările trebuie făcute în sensul eliminării amănuntelor mai puțin importante pentru a ne putea focaliza atenția asupra a ceea ce este esențial în circuit. Conform acestei strategii de analiză, la circuitele cu tranzistoare se fac de obicei următoarele aproximări:

- se consideră tensiunea bază-emitor constantă: $U_{BE} \cong$ ct. (cu valori uzuale U_{BE}=0,6…0,8V),
- se consideră curentul de emitor aproximativ egal cu cel de colector $I_C \cong I_E$, conform (3.59).

Pentru calcularea circuitelor cu mai multe tranzistoare se determină în prima etapă curenții de colector şi apoi tensiunile colector-emitor. Pentru determinarea curenților I_C se identifică buclele de circuit care conțin cât mai multe elemente cunoscute, care includ tensiunile U_{BE} şi se evită terminalul de colector al tranzistoarelor (deoarece tensiunile U_{CE} şi U_{CB} nu se cunosc inițial). Această metodă de calcul se aplică pentru tranzistoarele care funcționează în regium activ normal ($U_{CE} > U_{CEs}$). În cazul tranzistoarelor în saturație se cunoaşte şi tensiunea U_{CE} de saturație (cu valori uzuale U_{CEs}=0,2…0,4V) şi metoda de calcul se modifică în consecință.

Exemplu de calcul

Tranzistoarele din schema alăturată au $\beta \geq 300$. În *psf* se cunosc $U_{BE1} = 0{,}6$V şi $U_{BE2} = 0{,}65$V. Să se determine *psf* $\{I_C, U_{CE}\}$ pentru cele două tranzistoare.

Rezolvare: Se va aplica metoda simplificată de calcul propusă anterior. Mai mult, se vor presupune inițial curenții de bază neglijabili față de curenții de colector chiar şi pentru tranzistoare diferite, presupunere care va trebui verificată înainte de finalizarea calculelor.

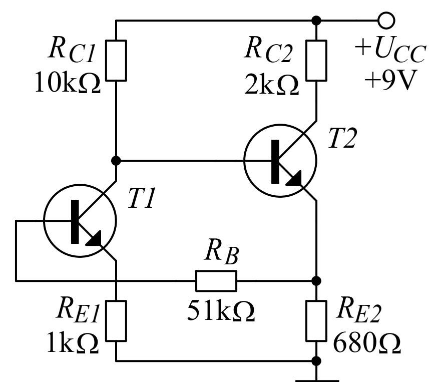


Fig. 3.20. Schema cu polarizare automată.

T1K se poate scrie în trei noduri (curentul care intră în masa montajului nu trebuie calculat şi deci T1K nu se aplică în nodul de masă). Scrierea T1K în nodul de alimentare ($+U_{CC}$) nu prezintă interes la această problemă, iar neglijarea curenților de bază față de cei de colector face inutilă T1K în colectorii tranzistoarelor sau mai exact T1K se reduc la:

$$I_{R_{C1}} = I_{C1} + I_{B2} \cong I_{C1} \text{ pentru } I_{B2} << I_{C1}\,; \quad I_{R_{E2}} = I_{E2} + I_{B1} \cong I_{C2} \text{ pentru } I_{B1} << I_{C2}\,.$$

Dacă se ocolesc tensiunile U_{CE} şi U_{CB} (care nu se cunosc inițial) mai rămân trei bucle pe care se poate scrie T2K:

- $+U_{CC} \to R_{C1} \to U_{BE2} \to R_{E2} \to$ masă;
- masă $\to R_{E2} \to R_B \to U_{BE1} \to R_{E1} \to$ masă;
- $+U_{CC} \to R_{C1} \to U_{BE2} \to R_B \to U_{BE1} \to R_{E1} \to$ masă.

Primele două bucle exprimă relațiile cauzale din circuit; curentul de polarizare a bazei tranzistorului *T2* este furnizat de sursa de alimentare (prin R_{C1}), iar rezistența din emitorul lui *T2* (de valoare mică) acționează ca o sursă de polarizare a bazei lui *T1* (prin R_B). Cea de-a treia buclă este de fapt o combinație a primelor două. Pentru a determina curenții prin cele două tranzistoare este necesar un sistem de două ecuații cu două necunoscute; pentru a rezolva circuitul se pot utiliza ecuațiile scrise pe oricare două bucle dintre cele trei arătate mai sus.

Conform T2K pe primele două bucle rezultă:

$$\begin{cases} U_{CC} = R_{C1}I_{C1} + U_{BE2} + R_{E2}I_{C2} & (a) \\ R_{E2}I_{C2} = R_B(I_{C1}/\beta) + U_{BE1} + R_{E1}I_{C1} & (b) \end{cases};$$

în (*b*) s-a ținut seama că $I_{C1} = \beta I_{B1}$. Dacă se substituie (*b*) în (*a*) se obține:

$$U_{CC} = R_{C1}I_{C1} + U_{BE2} + R_B(I_{C1}/\beta) + U_{BE1} + R_{E1}I_{C1}$$

Se observă că această relație reprezintă de fapt T2K scrisă pe bucla a 3-a şi are o singură necunoscută, curentul prin *T1*:

$$I_{C1} = \frac{U_{CC} - U_{BE2} - U_{BE1}}{R_{C1} + R_{E1} + R_B/\beta} = \frac{9 - 0{,}65 - 0{,}6}{10\text{k} + 1\text{k} + 51\text{k}/300} = \frac{7{,}85}{11{,}17\text{k}} = 0{,}7\text{mA}\,.$$

Curentul se poate calcula din oricare ecuație a sistemului. Din (*a*) rezultă:

$$I_{C2} = \frac{U_{CC} - R_{C1}I_{C1} - U_{BE2}}{R_{E2}} = \frac{9 - 10\text{k} \cdot 0{,}7\text{m} - 0{,}65}{680} = \frac{1{,}35}{0{,}68\text{k}} = 2\text{mA}\,.$$

Presupunerile inițiale se dovedesc a fi corecte:

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} \le \frac{2\text{m}}{300} = 6{,}7\mu\text{A} << I_{C1} = 700\mu\text{A}\,, \quad I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} \le \frac{0{,}7\text{m}}{300} = 2{,}3\mu\text{A} << I_{C1} = 2\text{mA}\,.$$

Tensiunile pe tranzistoare U_{CE} se calculează din T2K aplicată pe buclele de ieşire ale tranzistoarelor, care includ tensiunile respective:

$$U_{CE2} \cong U_{CC} - I_{C2}(R_{C2} + R_{E2}) = 9 - 2\text{m} \cdot 2{,}68\text{k} = 3{,}64\text{V}\,,$$

$$U_{CE1} \cong U_{CC} - I_{C1}(R_{C1} + R_{E1}) = 9 - 0{,}7\text{m} \cdot 11\text{k} = 1{,}3\text{V}\,.$$

Ambele tranzistoare se află în RAN deoarece $U_{CE}>U_{BE}$. Circuitul analizat este cunoscut sub numele de schemă cu polarizare automată, deoarece tranzistoarele vor fi polarizate în RAN (de exemplu $U_{CE1}\cong 2U_{BE}$) pentru limite largi ale tensiunii de alimentare U_{CC}.

3.4 TRANZISTORUL ÎN REGIM DINAMIC

Tranzistoarele sunt folosite în regim liniar mai ales ca amplificatoare. Pentru a funcționa ca amplificator, tranzistorul trebuie polarizat în RAN cu un circuit de polarizare care are rolul de a fixa un curent continuu prin tranzistor. Prin analiza regimului dinamic al tranzistorului se înțelege analiza funcționării acestuia din punctul de vedere al variațiilor mărimilor electrice prin tranzistor.

Analiza comportării tranzistorului la variații se poate face cu ajutorul caracteristicilor acestuia sau cu ajutorul modelelor de regim dinamic ale tranzistorului, modele utile pentru analiza funcționării tranzistorului în *ca*. La cel mai simplu circuit în care tranzistorul funcționează ca amplificator (de tensiune) de *ca*, cel din figura 3.21.*a*, semnalul de ieşire poate fi analizat utilizând caracteristica de transfer a tranzistorului ca în figura 3.21.*b*.

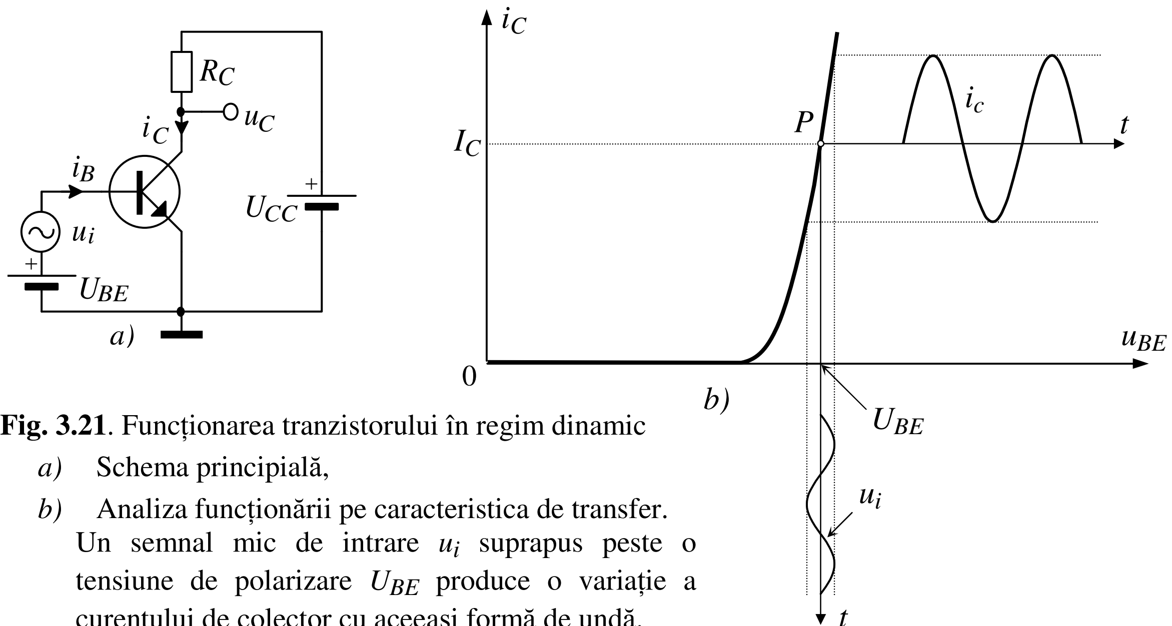


Fig. 3.21. Funcționarea tranzistorului în regim dinamic
a) Schema principială,
b) Analiza funcționării pe caracteristica de transfer. Un semnal mic de intrare u_i suprapus peste o tensiune de polarizare U_{BE} produce o variație a curentului de colector cu aceeaşi formă de undă.

Caracteristica de transfer a tranzistorului din figura 3.21.*b* este o caracteristică de tip exponențial, conform ecuației tranzistorului (3.12). Pentru a obține o funcționare cât mai liniară trebuiesc îndeplinite două condiții:

- tensiunea variabilă de intrare u_i (numită semnal de intrare) trebuie suprapusă peste o tensiune continuă U_{BE} (numită tensiune de polarizare a intrării) şi
- nivelul semnalului de intrare trebuie să fie suficient de mic pentru a putea aproxima curba exponențială cu o dreaptă.

Tensiunea de polarizare a intrării determină poziția punctului static de funcționare (*psf*) *P*, valoarea curentului continuu prin tranzistor şi implicit valoarea tensiunii statice la ieşire U_{CE}. La aplicarea semnalului variabil la intrare, tensiunea instantanee de intrare se modifică şi punctul de funcționare al tranzistorului se deplasează în jurul *psf*. După cum se vede în figura 3.21.*b*, curentul prin tranzistor se modifică şi implicit se va modifica şi tensiune de colector a tranzistorului:

$$u_C = U_{CC} - R_C \cdot i_C .$$

Tensiunea de colector scade atunci când curentul de colector creşte (creştere cauzată de creşterea tensiunii semnalului de intrare) şi deci semnalul de ieşire (variația tensiunii de colector) este în antifază cu semnalul de intrare.

Tensiunea de polarizare a intrării U_{BE} trebuie aleasă astfel încât semnalul de ieşire să nu fie limitat. Situația cea mai convenabilă apare atunci când tensiunea de alimentare U_{CC} este împărțită în mod egal între tranzistor şi rezistența de colector: $U_{CE}=U_{CC}/2$. În acest caz amplitudinea semnalului la ieşire poate atinge valoarea maximă (teoretic $U_{CC}/2$). Pe de altă parte, cu cât semnalul de intrare este mai mare cu atât semnalul de ieşire va avea abateri de formă mai semnificative (față de forma semnalului de intrare) şi se spune că este distorsionat.

Metoda de analiză grafo-analitică prezentată se utilizează uneori la analiza de semnal mare a amplificatoarelor cu tranzistoare. Dacă nivelul semnalului de intrare este suficient de mic, se folosesc metode de analiză analitice şi liniare. Liniarizarea apare prin aproximarea exponențialei cu o dreaptă (tangenta în *psf*) şi tranzistoarele pot fi înlocuite cu modele (sau scheme echivalente de regim dinamic) liniare, atunci când se analizează circuitele din punctul de vedere al semnalului.

3.4.1 Regimul dinamic la semnal mic

Se consideră circuitul din figura 3.22, cel mai simplu circuit cu tranzistor în regim dinamic.

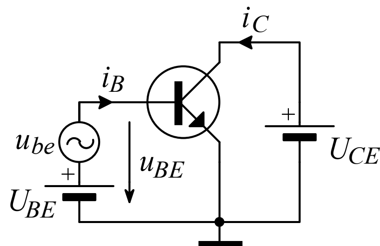


Fig. 3.22. Circuit simplificat pentru determinarea parametrilor de regim dinamic ai tranzistorului.
Tensiunea de colector este fixată de sursa U_{CE}
Tensiunea în bază u_{BE} are o componentă de *cc* U_{BE} şi o componentă de *ca* u_{be}: $u_{BE}=U_{BE}+u_{be}$.

Tranzistorul este polarizat în RAN, $U_{CE}>U_{BE}$. Se va analiza dependența curenților prin tranzistor de tensiunea variabilă u_{be}, cu scopul de a identifica un circuit echivalent de regim dinamic pentru tranzistorul bipolar.

Curenții în *psf* se determină fără semnal la intrare, $u_{be}=0$. Conform (3.4) şi (3.6):

$$I_C = I_S \exp\frac{U_{BE}}{U_T}, \quad I_B = \frac{I_C}{\beta}. \tag{3.61}$$

Transconductanța

Pentru o tensiune de semnal nenulă, conform ecuației exponențiale a tranzistorului (3.4):

$$i_C = I_S \exp\frac{U_{BE}+u_{be}}{U_T} = I_S \exp\frac{U_{BE}}{U_T}\cdot\exp\frac{u_{be}}{U_T} = I_C \exp\frac{u_{be}}{U_T}. \tag{3.62}$$

Dacă se dezvoltă exponențiala în serie de puteri şi se rețin primii termeni, rezultă:

$$i_C = I_C\left[1+\frac{u_{be}}{U_T}+\frac{1}{2!}\left(\frac{u_{be}}{U_T}\right)^2+\frac{1}{3!}\left(\frac{u_{be}}{U_T}\right)^3+\ldots\right] \cong I_C\left(1+\frac{u_{be}}{U_T}\right). \tag{3.63}$$

Aproximația din relația precedentă este valabilă doar dacă:

$$u_{be} << U_T \qquad \text{(practic se poate admite : } u_{be}< 10\text{mV)} . \tag{3.64}$$

Inecuația de mai sus este denumită **condiție de semnal mic**. Dacă se consideră condiția mai concretă $\boldsymbol{u_{be}<10\,\mathrm{mV}}$ (şi pentru $U_T\cong 25\,\mathrm{mV}$ la temperatura camerei), atunci eroarea introdusă de aproximația din relației (3.63) este mai mică de 10%.

Curentul de colector al tranzistorului este: $i_C = I_C + i_c$. Din relația (3.63) rescrisă:

$$i_C = I_C + \frac{I_C}{U_T} u_{be}, \tag{3.65}$$

rezultă componenta de semnal a curentului:

$$i_c = \frac{I_C}{U_T} u_{be} = g_m u_{be}, \tag{3.66}$$

unde

$$g_m = \frac{i_c}{u_{be}}, \quad g_m = \frac{I_C}{U_T}, \tag{3.67}$$

se numeşte transconductanța sau panta tranzistorului. **Transconductanța** este variația curentului de colector i_C raportată la variația tensiunii u_{BE}. Din punct de vedere grafic, transconductanța poate fi interpretată ca fiind panta caracteristicii de transfer a tranzistorului determinată în punctul static de funcționare P (vezi figura 3.21.*b*):

$$g_m = \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}u_{BE}}. \tag{3.68}$$

Conform relației (3.66), în *ca* la semnal mic, tranzistorul se comportă ca o sursă de curent controlată în tensiune.

Rezistența de intrare în bază

Pentru a determina rezistența văzută de sursă, se va determina curentul de bază din (3.6) şi folosind ecuația (3.65):

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} + \frac{1}{\beta}\frac{I_C}{U_T} u_{be}, \quad i_B = I_B + i_b \quad \Rightarrow \quad i_b = \frac{1}{\beta}\frac{I_C}{U_T} u_{be}. \tag{3.69}$$

Ținând seama de relația (3.67) se obține:

$$i_b = \frac{g_m}{\beta} u_{be}. \tag{3.70}$$

Rezistența de semnal mic dintre bază şi emitor, privind dinspre bază, este prin definiție:

$$r_\pi = \frac{\mathrm{d}u_{BE}}{\mathrm{d}i_B} \quad \text{sau} \quad r_\pi = \frac{u_{be}}{i_b}; \tag{3.71}$$

Din relația (3.70) rezultă că rezistența de intrare în bază:

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m}, \tag{3.72}$$

este direct proporțională cu β şi invers proporțională cu I_C (curentul de polarizare al tranzistorului).

Din (3.69) şi ținând seama de (3.61) rezultă şi o altă expresie pentru r_π:

$$r_\pi = \frac{U_T}{I_B}. \tag{3.73}$$

Rezistența de intrare în emitor

Conform relației (3.3) şi ținând seama de (3.65), curentul total de emitor în RAN este:

$$i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \frac{I_C}{\alpha} + \frac{1}{\alpha}\frac{I_C}{U_T} u_{be}, \quad i_E = I_E + i_e \quad \Rightarrow \quad i_e = \frac{I_C}{\alpha U_T} u_{be} = \frac{g_m}{\alpha} u_{be}. \tag{3.74}$$

Rezistența de semnal mic dintre bază şi emitor, privind dinspre emitor, este prin definiție:

$$r_e = \frac{\mathrm{d}u_{BE}}{\mathrm{d}i_E} \quad \text{sau} \quad r_e = \frac{u_{be}}{i_e}; \tag{3.75}$$

Din relația (3.74) rezultă cele două modalități (echivalente) de calcul a rezistenței de emitor:

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} \cong \frac{1}{g_m} \quad \text{sau} \quad r_e = \frac{U_T}{I_E}; \tag{3.76}$$

r_e depinde numai de curentul de polarizare I_E ($\cong I_C$, deoarece $\alpha \cong 1$).

Relația dintre r_e şi r_π poate fi determinată din definițiile lor (3.71), respectiv (3.75):

$$u_{be} = i_b r_\pi = i_e r_e, \quad r_\pi = (i_e / i_b) \cdot r_e, \quad \text{deci} \quad r_\pi = (\beta + 1) r_e. \tag{3.77}$$

3.4.2 Modele de semnal mic ale tranzistorului bipolar

Conform analizei din paragrafele anterioare, se constată că fiecare tensiune şi curent prin amplificatorul cu tranzistor are o componentă de *cc* şi o componentă de *ca*. Componentele de *cc* se determină cu ajutorul circuitului echivalent de *cc*. Circuitul echivalent de *cc* se obține prin înlocuirea sursei de *ca* cu un scurtcircuit (deoarece are valoarea medie nulă) iar eventualele condensatoare din circuit se înlocuiesc cu întreruperi de circuit. Analiza de *cc* a circuitelor s-a făcut la studiul circuitelor de polarizare a tranzistoarelor.

Analiza funcționării circuitului din punctul de vedere al semnalului, sau analiza de regim dinamic (analiza variațiilor mărimilor electrice) se poate face pe baza schemei echivalente de *ca*. Schema echivalentă de *ca* se obține prin eliminarea surselor de *cc*, care se înlocuiesc cu scurtcircuite. Se observă că tensiunea unei surse de tensiune continuă ideală nu se schimbă, variația de tensiune va fi nulă şi de aceea tensiunea semnalului între terminalele sursei va fi nulă. Din acest motiv sursele de tensiune continuă: U_{CC}, U_{BE} şi U_{CE} se înlocuiesc cu scurtcircuite. Dacă circuitul ar conține surse ideale de curent, acestea s-ar înlocui cu întreruperi de circuit. Circuitul din figura 3.23 este util doar pentru determinarea tensiunilor şi a curenților de semnal, nu este circuitul real al amplificatorului deoarece nu conține circuitele de polarizare.

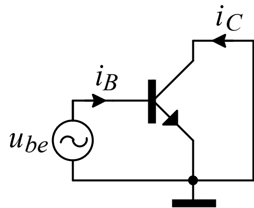
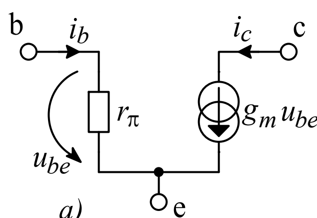


Fig. 3.23. Circuit pentru analiza de regim dinamic.
Sursele de tensiune continuă sunt pasivizate (înlocuite cu sc.c.) În schemă apar doar mărimile de semnal;
Acest circuit este doar o reprezentare a funcționării dinamice, nu este circuitul real.

Dacă este îndeplinită condiția de semnal mic, adică tensiunea de semnal u_{be} este conformă cu relația (3.64), atunci relațiile între curenții şi tensiunile din circuit sunt liniare. Relațiile liniare dintre mărimile electrice specifice tranzistorului pot fi reprezentate prin circuite echivalente ale tranzistorului. Echivalența se păstrează cât timp semnalul aplicat este mic şi aceste circuite se numesc **circuite echivalente de semnal mic** sau modele de semnal mic ale tranzistorului bipolar.

Modelul în π

Un astfel de circuit echivalent este prezentat în figura 3.24.*a*; tranzistorul este reprezentat ca o sursă de curent controlată în tensiune (*SIcU*) care include rezistența de intrare în bază r_π.



$$g_m = \frac{I_C}{U_T} \qquad r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$$

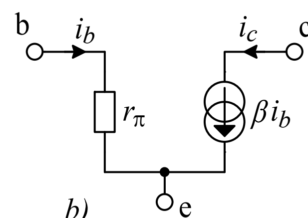


Fig. 3.24. Circuite echivalente de semnal mic pentru tranzistorul bipolar; tranzistorul ca: *a)* sursă de curent controlată în tensiune, *b)* sursă de curent controlată în curent.

Curenții prin circuitul echivalent sunt în conformitate cu relațiile (3.66) şi (3.71):

$$i_c = g_m u_{be}, \qquad i_b = \frac{u_{be}}{r_\pi}.$$

Un model uşor diferit se poate obține prin exprimarea curentului de ieşire ca o funcție de curentul de bază conform relațiilor:

$$g_m u_{be} = g_m (i_b r_\pi) = (g_m r_\pi) i_b = \beta i_b;$$

tranzistorul este reprezentat ca o sursă de curent controlată în curent (*SIcI*) ca în figura 3.24.*b*.

Modelul în T

Modelul în π poate fi folosit pentru analiza de semnal mic a oricărui circuit; totuşi, în unele situații este mai convenabilă utilizarea unui alt circuit echivalent, denumit modelul în T (denumirea se referă la desenarea circuitului echivalent cu emitorul în stânga şi baza în jos). Cele două variante ale acestui model sunt prezentate în figura 3.25. În ambele circuite echivalente apare rezistența dintre bază şi emitor văzută dinspre emitor r_e.

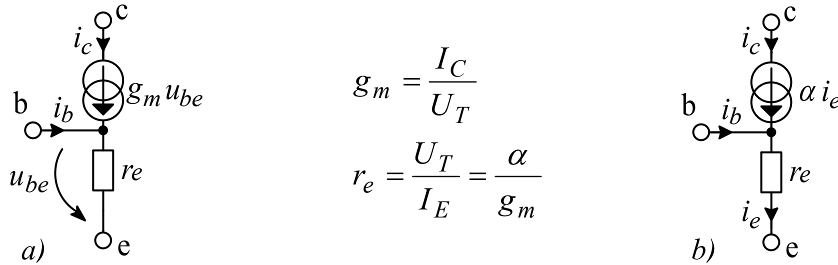


Fig. 3.25. Circuite echivalente de semnal mic în T pentru tranzistorul bipolar; Circuitul este: *a)* o sursă de curent controlată în tensiune, *b)* o sursă de curent controlată în curent.

Curenții prin circuitul din figura 3.25.*a* sunt în conformitate cu relațiile (3.66) şi (3.75):

$$i_c = g_m u_{be}, \qquad i_e = \frac{u_{be}}{r_e}.$$

Tranzistorul din figura 3.25.*b*, reprezentat ca o sursă de curent controlată în curent (*SIcI*), se obține prin exprimarea curentului de ieşire ca o funcție de curentul de emitor conform relațiilor:

$$g_m u_{be} = g_m (i_e r_e) = (g_m r_e) i_e = \alpha i_e;$$

Modelul simplificat de semnal mic din figura 3.25.*b* poate fi privit ca fiind versiunea incrementală a modelului de semnal mare din figura 3.2; în locul diodei apare rezistența dinamică a acesteia, iar sursa de curent este comandat de variația curentului (i_e în loc de i_E).

Observații: **1.** Parametrii modelelor de semnal mic: g_m, r_π şi r_e, depind de curentul static de colector I_C, conform relațiilor din figurile precedente.

2. Toate modelele de semnal mic se pot utiliza şi pentru tranzistoarele de tip *pnp*, fără a fi necesară schimbarea polarității surselor şi a tensiunilor din schema echivalentă (aceste schimbări sunt posibile, dar nu sunt necesare; rezultatul obținut va fi acelaşi, deoarece se schimbă în acelaşi timp atât polaritatea sursei comandate, cât şi a mărimii de comandă).

3.5 AMPLIFICATOARE DE SEMNAL MIC CU UN TRANZISTOR

Cele mai simple aplicații la care se utilizează modelele de semnal mic ale tranzistoarelor sunt amplificatoarele de semnal mic cu un tranzistor. Se vor analiza configurațiile mai des utilizate

cu tranzistorul în conexiunea EC şi respectiv CC. O analiză sistematică presupune cunoaşterea celor mai importanți parametri ai amplificatoarelor.

3.5.1 Modelul fundamental al amplificatorului de tensiune

Modelul unui amplificator se utilizează pentru analiza de semnal şi poate fi reprezentat sub forma a doi uniporți, numiți simplu intrare şi respectiv ieşire. Din punctul de vedere al semnalului, amplificatorul este pasiv la intrare şi activ la ieşire; uniportul activ de la ieşire se echivalează cu o sursă Thévenin (sau Norton), iar cel pasiv de la intrare cu o rezistență dinamică. La amplificatorul de tensiune, atât semnalul de la intrare cât şi cel de la ieşirea amplificatorului sunt tensiuni.

Ca urmare, modelul fundamental al amplificatorului de tensiune, prezentat în figura 3.26, constă dintr-o sursă de tensiune controlată în tensiune, cu un factor de amplificare A_{u0}, o rezistență de intrare R_i şi o rezistență de ieşire R_o, aceste trei elemente fiind de fapt parametrii cei mai importanți ai amplificatorului.

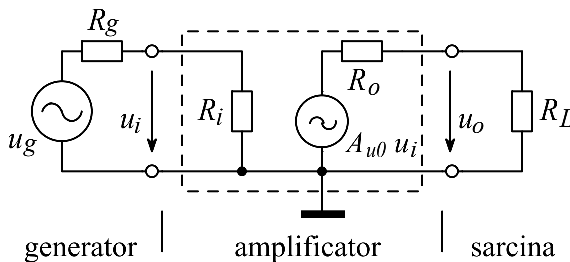


Fig. 3.26. Modelul amplificatorului de tensiune – schema echivalentă.

Amplificatorul este completat cu un generator de semnal la intrare şi cu o rezistență de sarcină la ieşire.

Dacă se conectează la ieşire o sarcină rezistivă R_L, atunci tensiunea de ieşire şi amplificarea în tensiune se pot calcula aplicând regula divizorului de tensiune:

$$u_o = A_{u0} u_i \frac{R_L}{R_L + R_o}, \quad A_u = \frac{u_o}{u_i} \quad \Rightarrow \quad A_u = A_{u0} \frac{R_L}{R_L + R_o}. \tag{3.78}$$

Pentru amplificatorul fără sarcină, $R_L=\infty$, rezultă $A_u=A_{u0}$. De aceea A_{u0} se numeşte amplificare de tensiune în gol (sau la mers în gol). Din relația precedentă se observă că prezența sarcinii reduce amplificarea. Pentru ca diminuarea amplificării să fie minimă:

$$A_u \cong A_{u0}, \qquad \text{trebuie ca} \qquad R_o \ll R_L. \tag{3.79}$$

Rezistența de intrare a amplificatorului R_i, introduce o atenuare a semnalului la intrare:

$$u_i = u_g \frac{R_i}{R_i + R_g} = u_g k_{ui}, \tag{3.80}$$

unde k_{ui} este factorul de cuplaj în tensiune la intrare. Pentru ca atenuarea la intrare să fie minimă:

$$u_i \cong u_g, \qquad \text{trebuie ca} \qquad R_i \gg R_g. \tag{3.81}$$

Amplificatorul de tensiune ideal ar trebui să aibă $R_i=\infty$ şi $R_o=0$. Pentru ca atenuarea semnalului la intrarea şi la ieşirea amplificatorului să fie neglijabilă, este suficient să fie îndeplinite inegalitățile (3.79) şi (3.81).

3.5.2 Etaj de amplificare cu un tranzistor în conexiune EC

Schema clasică a unui etaj de amplificare realizat cu tranzistor discret în conexiune EC este prezentată în figura 3.27.

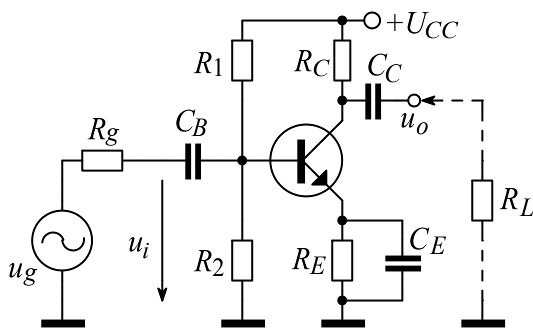


Fig. 3.27. Schema de principiu a amplificatorului cu un tranzistor discret în conexiune EC.

Tranzistorul este polarizat cu divizor în bază şi rezistenţă în emitor.

Condensatoarele din circuit se consideră scurtcircuite în *ca*.

La analiza circuitului în *cc*, condensatoarele se consideră întreruperi de circuit. Circuitul de polarizare cu rezistenţă în emitor şi divizor de polarizare a bazei a fost studiat într-un paragraf anterior (3.3.5). Curentul de colector I_C se determină conform relaţiei (3.53) şi cu ajutorul acestui curent se pot determina parametrii de regim dinamic ai tranzistorului (care depind de I_C).

Condensatoarele din circuit au o capacitate suficient de mare astfel încât reactanţa capacitivă a acestora să fie neglijabilă (faţă de rezistenţele cu care sunt înseriate) pentru domeniul frecvenţelor de interes. Condensatoarele din bază şi din colector se numesc condensatoare de cuplaj fiind utilizate pentru cuplarea generatorului de semnal la intrare, respectiv cuplarea sarcinii la ieşire. Condensatorul din emitor se numeşte condensator de decuplare şi are rolul de a decupla rezistenţa din emitor în *ca*, sau cu alte cuvinte are rolul de a pune emitorul la masă în *ca*. Se realizează astfel, din punctul de vedere al semnalului, conexiunea emitor comun (EC) pentru tranzistor (emitorul conectat la masă prin C_E este comun intrării şi ieşirii amplificatorului).

Analiza de regim dinamic (sau de *ca*) se face cu ajutorul schemei echivalente de regim dinamic din figura 3.28.*a*, care s-a obţinut prin înlocuirea condensatoarelor şi a sursei de tensiune continuă cu scurtcircuite. Această schemă poate fi utilizată şi pentru semnale mari, considerând modelul de semnal mare al tranzistorului (sau ecuaţia exponenţială a tranzistorului).

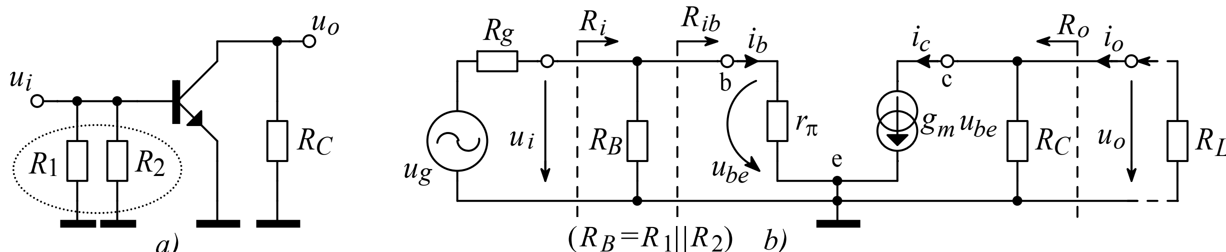


Fig. 3.28. Scheme echivalente de *ca* ale amplificatorului cu un tranzistor în conexiunea EC: *a)* *C* şi U_{CC} înlocuite cu scurtcircuite, *b)* tranzistorul liniarizat, în condiţii de semnal mic.

Dacă este îndeplinită condiţia de semnal mic (3.64), tranzistorul se poate înlocui cu una dintre schemele echivalente liniarizate; în figura 3.28.*b* s-a utilizat schema simplificată în π. Acest circuit permite determinarea prin calcul a parametrilor amplificatorului.

Amplificarea de tensiune în gol (fără R_L) este direct proporţională cu transconductanţa şi cu rezistenţa de colector:

$$A_{u0} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-i_c R_C}{u_i} = \frac{-g_m u_{be} R_C}{u_{be}} = -g_m R_C \,. \tag{3.82}$$

Semnul „–“ rezultă datorită sensului diferit al tensiunii şi al curentului prin R_C şi semnifică faptul că amplificatorul este inversor, adică semnalul de ieşire este în antifază cu semnalul de intrare (defazat cu 180°).

Rezistenţa de intrare este rezistenţa văzută de generatorul de semnal:

$$R_i = R_B \parallel R_{ib}\,, \quad R_B = R_1 \parallel R_2\,, \quad R_{ib} = \frac{u_i}{i_b} = r_\pi\,. \tag{3.83}$$

Rezistența de ieşire este rezistența sursei Thévenin echivalente, rezistența văzută de sarcină după pasivizarea surselor independente (u_g=0 în acest caz):

$$R_o = \left.\frac{u_o}{i_o}\right|_{u_g=0} = R_C \qquad \left(u_g = 0 \;\Rightarrow\; u_{be} = 0 \;\Rightarrow\; g_m u_{be} = 0\right). \tag{3.84}$$

Pasivizarea sursei de semnal conduce la anularea sursei comandate de curent (conform relațiilor din paranteză), iar sursa de curent anulată este echivalentă cu o întrerupere de circuit.

Parametrii tranzistorului şi implicit parametrii amplificatorului depind de *psf.* Astfel, la creşterea curentului static de colector I_C, transconductanța g_m creşte, rezistența de intrare în bază r_π scade şi ca urmare amplificarea în tensiune A_{u0} creşte iar rezistența de intrare R_i scade.

Amplificarea în tensiune în prezența sarcinii se poate determina cu ajutorul relației (3.78), iar efectul rezistenței generatorului asupra amplificării poate fi calculat cu relația (3.80). Ținând seama de aceste relații se poate determina amplificarea globală în tensiune:

$$A_{ug} = \frac{u_o}{u_g} = \frac{u_o}{u_i}\frac{u_i}{u_g} \quad \Rightarrow \quad A_{ug} = A_{u0}\frac{R_L}{R_L + R_o}\frac{R_i}{R_i + R_g}\,. \tag{3.85}$$

Pentru a obține o amplificare globală cât mai mare $A_{ug} \cong A_{u0}$, trebuiesc îndeplinite inecuațiile (3.79) şi (3.81). După cum se va vedea din exemplul următor, amplificarea în tensiune în gol are valori destul de mari, dar amplificarea globală este redusă semnificativ datorită rezistenței de intrare moderate şi a rezistenței de ieşire destul de mari a acestui tip de amplificator.

Exemplu

1. În condiții de semnal mic la intrare, să se calculeze A_{u0}, R_i, R_o, şi A_{ug} pentru amplificatorul cu emitor comun din figura 3.27 dacă: β=100, I_C=1mA, R_C=5kΩ, $R_B (= R_1 || R_2)$=10kΩ, R_g=6kΩ.
2. Să se calculeze amplificările A_u şi A_{ug} pentru o sarcină R_L=500Ω cuplată capacitiv la ieşire.
3. Cât este amplitudinea semnalului la ieşire pentru o amplitudine la generator U_{g_vf}=20mV?

Condensatoarele din circuit se consideră scurtcircuite în *ca* şi U_T=25mV.

Rezolvare:

1. Se calculează parametrii de semnal mic ai tranzistorului cu relațiile (3.67) şi (3.72):

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} = \frac{I_C}{25\text{m}} = 40 I_C = 40\cdot 1\text{m} = 40\frac{\text{mA}}{\text{V}}\,, \quad r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{40\text{m}} = 2{,}5\text{k}\Omega$$

Parametrii amplificatorului se calculează conform relațiilor (3.82 – 3.85), cu $R_L = \infty$:

$$A_{u0} = -g_m R_C = -40\text{m}\cdot 5\text{k} = -200\,, \quad R_i = R_B \parallel r_\pi = 10\text{k} \parallel 2{,}5\text{k} = 2\text{k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 5\text{k}\Omega\,, \quad A_{ug} = A_{u0}\frac{R_i}{R_i + R_g} = -200\frac{2\text{k}}{2\text{k} + 6\text{k}} = -200\cdot 0{,}25 = -50$$

2. Deoarece sarcina este cuplată capacitiv la ieşire, nu influențează *psf* tranzistorului, deci parametrii tranzistorului şi ai amplificatorului nu se modifică la conectarea sarcinii. Amplificările în tensiune în prezența sarcinii se calculează conform relațiilor (3.78) şi (3.85):

$$A_u = A_{u0} \frac{R_L}{R_L + R_o} = -200 \frac{500}{500 + 5\text{k}} = -200 \frac{1}{11} = -18{,}2$$

$$A_{ug} = A_{u0} \frac{R_i}{R_i + R_g} \frac{R_L}{R_L + R_o} = -200 \frac{1}{4} \frac{1}{11} \cong -4{,}5$$

Aceste relații au fost determinate folosind modelul amplificatorului de tensiune din figura 3.26 şi ținând seama de cele două divizoare de tensiune care apar în schema respectivă.

3. Se verifică inițial dacă este îndeplinită condiția de semnal mic (3.64). Astfel, valoarea maximă a tensiunii bază-emitor este amplitudinea semnalului de intrare în amplificator, calculată ținând seama de divizorul de tensiune de la intrare, conform relației (3.80):

$$U_{be_\text{vf}} = U_{i_\text{vf}} = U_{g_\text{vf}} \frac{R_i}{R_i + R_g} = 20\text{m} \frac{2\text{k}}{2\text{k} + 6\text{k}} = 20\text{m} \frac{1}{4} = 5\text{mV} < 10\text{mV} .$$

Amplitudinea semnalului la ieşire se determină ținând seama de amplificările în tensiune:

$$U_{o0_\text{vf}} = A_{u0} U_{i_\text{vf}} = 200 \cdot 5\text{m} = 1\text{V} , \quad U_{o_\text{vf}} = A_u U_{i_\text{vf}} \cong 18{,}2 \cdot 5\text{m} = 91\text{mV} ;$$

cu indicele $_0$ s-a notat tensiunea în gol (fără R_L). Amplificările s-au considerat în modul, deoarece defazajul dintre semnalul de ieşire şi semnalul de intrare nu are importanță la calculul amplitudinii şi o valoare negativă a amplitudinii nu are sens.

Concluzii:

Amplificarea în tensiune obținută cu un singur tranzistor este mare. Rezistența de intrare relativ mică şi cea de ieşire relativ mare, conduc la apariția a două efecte de divizare a semnalului de tensiune la intrare şi la ieşire (cu un factor 1/4=0,25 la intrare, respectiv cu un factor 1/11≅0,091 la ieşire). De aceea amplificarea globală se reduce de 44 de ori în exemplul dat, de la 200 la circa 4,5 (în modul). Prin urmare, datorită rezistențelor de intrare şi de ieşire ale amplificatorului cu valori necorespunzătoare (neadaptate cu rezistența generatorului, respectiv cu rezistența de sarcină), se reduce apreciabil amplificarea globală.

3.5.3 Repetorul pe emitor

Repetorul pe emitor, sau amplificatorul cu tranzistor în conexiunea CC, este o configurație de circuit frecvent utilizată atât la amplificatoarele de semnal mic şi la cele de semnal mare cât şi la circuitele digitale. Circuitul de bază cu tranzistor discret este prezentat în figura 3.29.*a*.

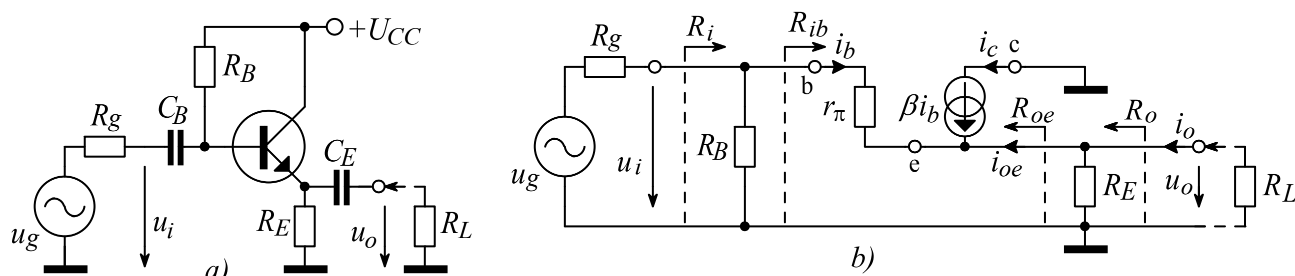


Fig. 3.29. Repetorul pe emitor: *a)* schema de principiu; *b)* schema echivalentă de *ca* cu tranzistorul liniarizat (ca *SIcI*), în condiții de semnal mic.

Colectorul tranzistorului este conectat la sursa de alimentare, care este şi masă de semnal. De aceea, circuitul se mai numeşte amplificator cu colectorul la masă sau cu colector comun (intrării şi ieşirii). Intrarea circuitului se conectează în baza tranzistorului şi ieşirea se preia din emitor. Generatorul de semnal şi rezistența de sarcină sunt conectate prin condensatoare suficient de mari ca să poată fi considerate scurtcircuite din punctul de vedere al semnalului.

Curentul de colector I_C din *psf* se determină cu relația (3.53), cu $U_{BB}=U_{CC}$, iar parametrii de semnal mic ai tranzistorului se determină cu relațiile (3.67) şi (3.72) (relațiile din figura 3.24).

În condiții de semnal mic, (3.64), se poate utiliza oricare dintre schemele echivalente de semnal mic ale tranzistorului. În figura 3.29.*b* s-a utilizat modelul în π simplificat cu tranzistorul privit ca o sursă de curent controlată în curent (conform cu figura 3.24.*b*).

Parametrii amplificatorului se determină pe baza schemei de *ca* din figura 3.29.*b*. Pentru a calcula amplificarea în tensiune în gol se consideră circuitul fără sarcină, $R_L=\infty$. Se exprimă tensiunea de ieşire şi de intrare funcție de curentul de bază (mărimea de legătură între ieşire şi intrare, care apare atât în circuitul de ieşire cât şi în cel de intrare):

$$u_o = R_E i_e = R_E\left(i_b + i_c\right) = R_E\left(\beta+1\right)i_b\ , \quad u_i = u_{be} + u_o = r_\pi i_b + R_E\left(\beta+1\right)i_b\,. \tag{3.86}$$

Amplificarea în tensiune în gol rezultă subunitară deoarece tensiunea de intrare este mai mare decât cea de ieşire (pe care o include):

$$A_{u0} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_o}{u_{be}+u_o} = \frac{\left(\beta+1\right)R_E}{r_\pi + \left(\beta+1\right)R_E} = \frac{1}{1+\dfrac{r_\pi}{\left(\beta+1\right)R_E}} \qquad \left(A_{u0} < 1\right). \tag{3.87}$$

Valoarea amplificării este apropiată de unitate deoarece:

$$r_\pi \ll \left(\beta+1\right)R_E \qquad \Rightarrow \qquad A_{u0} \cong 1\,. \tag{3.88}$$

Deoarece tensiunea în emitor repetă tensiunea din bază ($A_{u0}\cong1$, $u_e\cong u_b$ – în *ca*), acest amplificator se numeşte **repetor pe emitor**. Faptul că **tensiunea din bază se repetă în emitor** este o proprietate generală a unui tranzistor care lucrează în RAN şi care are o rezistență conectată în emitor (chiar dacă colectorul nu este conectat la masa de *ca*).

La conectarea sarcinii, cele două rezistențe din emitor apar în paralel (în *ca*). Rezistența de emitor în *ca* şi amplificarea în tensiune devin:

$$R_e = R_E \parallel R_L\ , \qquad A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\left(\beta+1\right)R_e}{r_\pi + \left(\beta+1\right)R_e} = \frac{1}{1+\dfrac{r_\pi}{\left(\beta+1\right)R_e}}\,. \tag{3.89}$$

Deoarece $R_e<R_E$ rezultă $A_u<A_{u0}$; amplificarea scade în prezența sarcinii.

Rezistența de intrare a amplificatorului este rezistența văzută de generatorul de semnal în prezența sarcinii:

$$R_i = R_B \parallel R_{ib}\ , \qquad R_{ib} = \frac{u_i}{i_b} = r_\pi + \left(\beta+1\right)\left(R_E \parallel R_L\right) = r_\pi + \left(\beta+1\right)R_e\,. \tag{3.90}$$

Dacă sarcina lipseşte, atunci va fi înlocuită cu o rezistență infinită $R_L=\infty$ şi rezultă $R_E||R_L=R_E$. Valoarea rezistenței de intrare este relativ mare şi depinde de rezistența conectată în emitorul tranzistorului. Dacă se înlocuieşte r_π în relația precedentă conform relației (3.77), se obține **regula de reflectare a rezistențelor din emitor în bază**:

$$R_{ib} = \left(\beta+1\right)r_e + \left(\beta+1\right)R_e = \left(\beta+1\right)\left(r_e + R_e\right), \qquad \left(\text{cu } R_e = R_E \parallel R_L\right), \tag{3.91}$$

regulă care se poate exprima astfel: **Rezistența văzută în baza unui tranzistor este rezistența totală din bucla emitorului multiplicată cu β+1**.

Rezistența de ieşire este rezistența sursei Thévenin echivalente adică rezistența văzută de sarcină după pasivizarea surselor independente (u_g=0 în acest caz):

$$R_o = \left.\frac{u_o}{i_o}\right|_{u_g=0} = R_E \parallel R_{oe}. \tag{3.92}$$

Rezistența văzută în emitorul tranzistorului R_{oe} (de ieşire din emitor) este rezistența sursei Thévenin echivalente tranzistorului privit dinspre emitor – rezistență văzută de R_E. Pentru calculul acestei rezistențe se presupune aplicată la ieşire o tensiune u_o (de *ca*) şi se pasivizează sursa u_g. Căderea de tensiune pe bucla bazei este tensiunea u_o, iar curentul spre emitorul tranzistorului este inversul sumei curenților de bază şi de colector:

$$R_{oe} = \left.\frac{u_o}{i_{oe}}\right|_{u_g=0} = \frac{-r_\pi i_b - (R_B \parallel R_g) i_b}{-i_b - \beta \cdot i_b} = \frac{r_\pi + (R_B \parallel R_g)}{\beta + 1}. \tag{3.93}$$

Rezistența de ieşire din repetorul pe emitor este relativ mică şi depinde de rezistența internă a generatorului conectat la intrare. Rezultatul obținut se poate exprima ca fiind regula de reflectare a rezistențelor din baza în emitorul unui tranzistor, regulă care se enunță astfel: **Rezistența văzută spre emitorul unui tranzistor este rezistența totală din bucla bazei divizată cu factorul β+1**.

Deoarece rezistența de intrare a amplificatorului depinde de sarcină şi rezistența de ieşire depinde de rezistența internă a generatorului, modelul general al amplificatorului de tensiune trebuie folosit cu precauție, deoarece repetorul pe emitor nu este o entitate independentă, parametrii lui depinzând şi de configurația circuitului exterior. Modalitatea practică de lucru este următoarea:
dacă se analizează circuitul la ieşire, atunci trebuie considerat generatorul conectat la intrare,
dacă se analizează circuitul la intrare, atunci trebuie considerată sarcina conectată la ieşire.

Se poate concluziona că repetorul pe emitor se comportă ca un transformator de impedanțe (rezistențe în *ca*) cu **o amplificare în tensiune aproximativ unitară, o rezistență de intrare mare şi o rezistență de ieşire mică**. Acest montaj poate fi utilizat pentru a conecta o sarcină de valoare mică la o sursă de semnal cu rezistență internă relativ mare. Amplificarea în tensiune globală, în prezența sarcinii se poate determina utilizând relația (3.80):

$$A_{ug} = \frac{u_o}{u_g} = \frac{u_o}{u_i}\frac{u_i}{u_g} \quad \Rightarrow \quad A_{ug} = A_u \frac{R_i}{R_i + R_g}. \tag{3.94}$$

Rezistența de intrare R_i se calculează în prezența sarcinii, cu relația (3.90). Efectul de cuplare al sarcinii la ieşirea amplificatorului este inclus implicit în A_u (deoarece la calcul s-a utilizat R_e=$R_E \| R_L$). Rezistența de intrare fiind mare, în cazurile practice obişnuite, se obține o amplificare globală $A_{ug} \cong A_u$, apropiată de unitate. La prima vedere, o amplificare unitară este lipsită de interes practic. Exemplul următor pune în evidență utilitatea unui repetor pe emitor în cazul în care sarcina are o valoare mult mai mică decât rezistența internă a generatorului de semnal.

Exemplu

1. Pentru repetorul pe emitor din figura 3.29.*a*, să se calculeze curentul static de colector I_C dacă U_{CC}=10V, R_E=5kΩ, R_B=430kΩ, β=100 şi U_{BE}=0,7V.
2. Pentru R_g=6kΩ, să se calculeze A_{u0}, R_i, R_o, şi A_{ug0}.

3. Să se calculeze amplificările A_u şi A_{ug} pentru R_g=6kΩ şi R_L=500Ω (cuplată capacitiv la ieşire) şi să se compare cu factorul de transfer obţinut prin conectarea directă a generatorului de semnal cu sarcina.
4. Cât este amplitudinea semnalului pe sarcină dacă U_{g_vf}=100mV?

Condensatoarele din circuit se consideră scurtcircuite în *ca* şi U_T=25mV.

Rezolvare:

1. Curentul de colector se calculează cu relaţia (3.53), la care se consideră $U_{BB}=U_{CC}$:

$$I_C = \frac{\beta(U_{CC} - U_{BE})}{R_B + (\beta+1)R_E} = \frac{100(10-0{,}7)}{430\text{k} + 101\cdot 5\text{k}} = 0{,}995\text{m} \cong 1\text{mA} .$$

2. Parametrii de semnal mic ai tranzistorului se determină cu relaţiile (3.67) şi (3.72):

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} = \frac{1\text{m}}{25\text{m}} = 40\frac{\text{mA}}{\text{V}}, \quad r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{40\text{m}} = 2{,}5\text{k}\Omega .$$

Amplificarea în tensiune fără sarcină se determină cu relaţia (3.87):

$$A_{u0} = \frac{1}{1 + \dfrac{r_\pi}{(\beta+1)R_E}} = \frac{1}{1 + \dfrac{2{,}5\text{k}}{101\cdot 5\text{k}}} = \frac{1}{1{,}00495} = 0{,}995 .$$

Rezistenţa de intrare se determină cu relaţia (3.90) particularizată pentru $R_L=\infty$:

$$R_{ib} = r_\pi + (\beta+1)R_E = 2{,}5\text{k} + 101\cdot 5\text{k} = 507{,}5\text{k}\Omega; \quad R_i = R_B \,||\, R_{ib} = 430\text{k} \,||\, 507\text{k} = 233\text{k}\Omega .$$

Rezistenţa de ieşire se determină cu relaţiile (3.92) şi (3.93):

$$R_{oe} = \frac{r_\pi + (R_B \,||\, R_g)}{\beta+1} = \frac{2{,}5\text{k} + 430\text{k} \,||\, 6\text{k}}{101} = \frac{8{,}4\text{k}}{101} = 83\Omega, \quad R_o = R_E \,||\, R_{oe} = 83 \,||\, 5\text{k} = 82\Omega .$$

Relaţia (3.94) este folosită pentru calcularea amplificării globale fără sarcină:

$$A_{ug0} = A_{u0}\frac{R_i}{R_i + R_g} = 0{,}995\frac{233\text{k}}{233\text{k} + 6\text{k}} = 0{,}995\cdot 0{,}975 = 0{,}97 .$$

3. În prezenţa sarcinii, rezistenţa de emitor în *ca* devine:

$$R_e = R_E \,||\, R_L = 5\text{k} \,||\, 500 = 454{,}6\Omega ;$$

iar parametrii tranzistorului nu se schimbă pentru că sarcina este cuplată capacitiv şi nu influenţează *psf*. Amplificarea în tensiune devine:

$$A_u = \frac{1}{1 + \dfrac{r_\pi}{(\beta+1)R_e}} = \frac{1}{1 + \dfrac{2{,}5\text{k}}{101\cdot 0{,}455\text{k}}} = \frac{1}{1{,}0545} = 0{,}948 .$$

Se recalculează rezistenţa de intrare şi apoi se calculează amplificarea globală în tensiune cu relaţiile (3.90) şi (3.94):

$$R_{ib} = r_\pi + (\beta+1)R_e = 2{,}5\text{k} + 101\cdot 455 = 45{,}9\text{k}\Omega, \quad R_i = R_B \,||\, R_{ib} = 430\text{k} \,||\, 45{,}9\text{k} = 43{,}5\text{k}\Omega ,$$

$$A_{ug} = A_u\frac{R_i}{R_i + R_g} = 0{,}948\frac{43{,}5\text{k}}{43{,}5\text{k} + 6\text{k}} = 0{,}948\cdot 0{,}89 = 0{,}84 .$$

Factorul de transfer direct dintre generator şi sarcină (fără amplificator) rezultă din regula divizorului de tensiune aplicată circuitului din figura 3.30.*a*:

$$K_{ug} = \frac{u_o}{u_g} = \frac{R_L}{R_L + R_g} = \frac{500}{500 + 6\text{k}} = \frac{1}{13} = 0{,}077 = 7{,}7\%.$$

Faţă de cuplajul direct, amplificarea obţinută prin intermediul repetorului pe emitor este de $A_{ug}/K_{ug} = 0{,}84 / 0{,}077 = 11$ ori mai mare.

Pentru o înţelegere mai concretă a funcţionării repetorului pe emitor, în figura 3.30.*b* şi respectiv 3.30.*c*, s-au reprezentat circuitele echivalente obţinute prin reflectarea rezistenţelor în emitor şi respectiv în bază, conform regulilor de reflectare prezentate anterior.

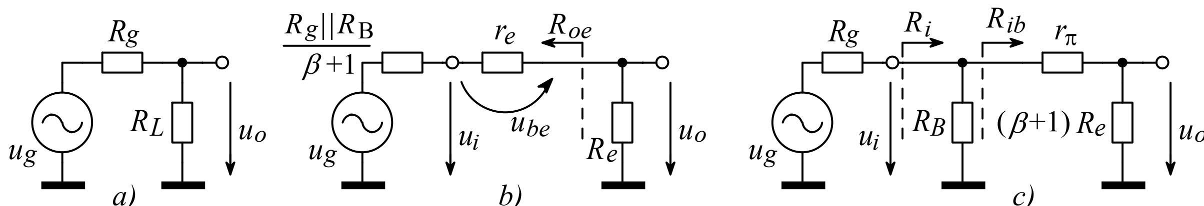


Fig. 3.30. *a)* Cuplajul direct al generatorului cu sarcina. Scheme echivalente de *ca* ale repetorului pe emitor obţinute prin reflectare: *b)* în emitor, *c)* în bază.

4. Pentru a calcula amplitudinea tensiunii pe sarcină se verifică dacă tensiunea de intrare îndeplineşte condiţia de semnal mic – relaţia (3.80), pe baza circuitului din figura 3.30.*b*:

$$U_{be_\text{vf}} = U_{g_\text{vf}} \frac{r_e}{R_e + r_e + \dfrac{R_g \parallel R_B}{\beta + 1}} = 100 \frac{25}{455 + 25 + 59} \cong 4{,}6\text{mV} < 10\text{mV}$$

şi apoi se calculează amplitudinea tensiunii la ieşire cu ajutorul amplificării globale:

$$U_{o_\text{vf}} = A_{ug} U_{g_\text{vf}} = 0{,}84 \cdot 100\text{m} = 84\text{mV}.$$

Concluzii:

- Amplificarea în tensiune a repetorului pe emitor este subunitară şi apropiată de unitate, mai ales în cazul amplificatorului fără sarcină exterioară ($A_{ug0}, A_{u0} \cong 1$).
- Rezistenţa de intrare este mare şi depinde de rezistenţele din emitor, iar rezistenţa de ieşire este mică şi depinde de rezistenţele din bază. De aceea, cuplarea în tensiune printr-un repetor pe emitor este mult mai bună decât cuplarea directă a generatorului cu sarcina.
- Calcularea circuitului se face fie dinspre ieşire spre intrare (caz în care se include sarcina în rezistenţa de emitor), fie dinspre intrare spre ieşire (caz în care se ţine seama de rezistenţa internă a generatorului conectat la intrare). Metoda cea mai convenabilă de calcul utilizează schema echivalentă obţinută prin reflectarea rezistenţelor din circuitul bazei în emitor (sau din circuitul emitorului în bază).

3.5.4 Etaj de amplificare cu rezistenţă nedecuplată în emitor

Schema unui astfel de etaj de amplificare este prezentată în figura 3.31.*a*. Semnalul de intrare se aplică în bază iar semnalul de ieşire se preia din colector ca şi la etajul cu emitor comun. În cazul acestui circuit însă, emitorul nu este conectat direct la masă (din punctul de vedere al semnalului), ci prin intermediul unei rezistenţe, care poate fi chiar rezistenţa R_E de polarizare a emitorului (cazul mai simplu prezentat în figură) sau o altă rezistenţă. Existenţa rezistenţei de emitor în *ca*, R_e, conduce la posibilitatea ajustării unora dintre parametrii amplificatorului.

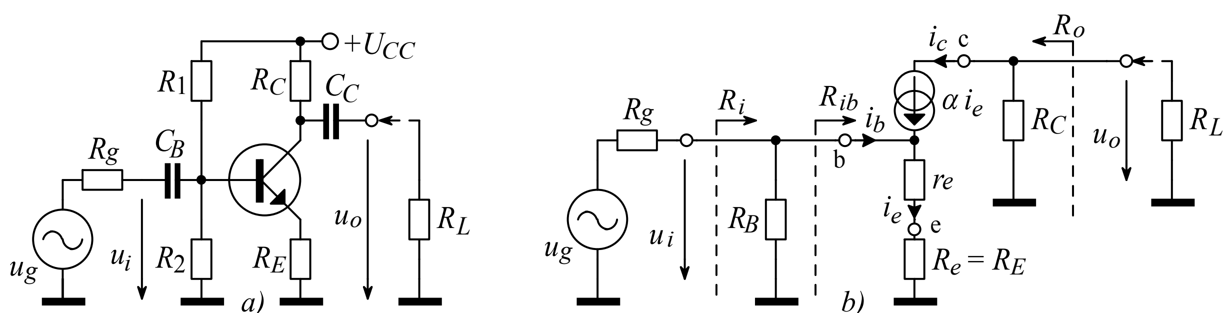


Fig. 3.31. Etaj de amplificare cu rezistență nedecuplată în emitor;
a) Schema de principiu, *b)* schema de semnal mic cu modelul în T al tranzistorului.

În condiții de semnal mic, se poate utiliza oricare dintre modelele tranzistorului; utilizând modelul în T se obține schema echivalentă de *ca* din figura 3.31.*b*.

Rezistența de intrare se poate determina cu regula de reflectare a rezistențelor din emitor în bază, (3.91):

$$R_{ib} = (\beta+1)(r_e + R_e), \quad R_B = R_1 \parallel R_2, \quad R_i = R_B \parallel R_{ib}, \tag{3.95}$$

Această regulă poate fi demonstrată şi cu ajutorul circuitului în T din figura 3.31.*b* astfel:

$$u_i = i_e(r_e + R_e), \quad i_b = i_e(1-\alpha) = \frac{i_e}{1+\beta}, \quad R_{ib} = \frac{u_i}{i_b} = (\beta+1)(r_e + R_e).$$

Multiplicarea rezistenței din emitor cu factorul (β+1) se datorează faptului că în bază curentul este de (β+1) ori mai mic decât în emitor. Ca urmare introducerea unei rezistențe suplimentare în emitor R_e poate conduce la creşterea apreciabilă a rezistenței de intrare. Dacă se compară relațiile (3.95) cu (3.83), ținând cont de (3.77) şi de (3.76) se obține:

$$\frac{R_{ib}\,(\text{cu } R_e)}{R_{ib}\,(\text{fara } R_e)} = \frac{(\beta+1)(r_e + R_e)}{r_\pi} = \frac{(\beta+1)(r_e + R_e)}{(\beta+1)r_e} = 1 + \frac{R_e}{r_e} \cong 1 + g_m R_e, \tag{3.96}$$

Rezistența de ieşire nu depinde de R_e şi se poate determina direct din figura 3.31.*b*:

$$R_o = R_C, \quad \left(\text{pentru } u_g = 0 \;\Rightarrow\; i_b = 0 \;\Rightarrow\; \alpha i_e = 0\right). \tag{3.97}$$

Amplificarea în tensiune în gol se obține din expresia tensiunilor de intrare şi de ieşire:

$$u_i = i_e(r_e + R_e), \quad u_o = -i_e \alpha R_C, \quad A_{u0} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\alpha R_C}{r_e + R_e} \cong -\frac{R_C}{r_e + R_e}, \tag{3.98}$$

ținând seama că $\alpha \cong 1$. Amplificarea în prezența sarcinii depinde de R_c($=R_C \| R_L$), conform relațiilor:

$$u_o = -i_e \alpha R_c, \quad A_u = \frac{u_o}{u_i} \cong -\frac{R_c}{r_e + R_e} \qquad \left(\text{cu } R_c = R_C \parallel R_L\right). \tag{3.99}$$

Rezultatele din relațiile precedente pot fi exprimat într-o formă uşor de reținut:

Amplificarea în tensiune între bază şi colector este egală cu raportul dintre rezistența totală în colector şi rezistența totală din emitor.

Dacă valoarea rezistenței conectată în emitor este suficient de mare:

$$R_e >> r_e \quad \text{sau} \quad R_e >> \frac{1}{g_m} = \frac{U_T}{I_C} \cong \frac{1}{40 I_C}, \tag{3.100}$$

atunci amplificarea se poate calcula direct prin analiza circuitului conform relațiilor:

$$A_{u0} = -\frac{R_C}{r_e + R_e} \cong -\frac{R_C}{R_e}, \quad A_u = -\frac{R_c}{r_e + R_e} \cong -\frac{R_C \parallel R_L}{R_e}. \tag{3.101}$$

În cazul unui etaj de amplificare cu R_e, se poate calcula direct valoarea amplificării utilizând doar rezistențele din circuit, conform relației anterioare. Pentru a verifica în ce măsură calculul direct este corect, trebuie estimat I_C şi apoi se poate aprecia inegalitatea din relația (3.100).

Dacă se compară relația (3.98) cu (3.82) se constată că prezența rezistenței R_e conduce la reducerea amplificării cu un factor $(1+g_mR_e)$:

$$\frac{A_{u0}\,(\text{cu } R_e)}{A_{u0}\,(\text{fara } R_e)} = \frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{1}{g_m R_C} \cong \frac{1}{1+g_m R_e}\,, \tag{3.102}$$

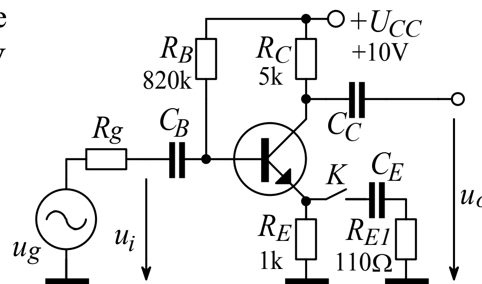
Nivelul tensiunii u_{be}, dintre baza şi emitorul tranzistorului, este cel care determină gradul de liniaritate al amplificării, conform figura 3.21 şi relației (3.64). Ca şi repetorul pe emitor, etajul cu R_e poate manevra tensiuni de intrare mai mari decât etajul cu tranzistor în conexiune EC (cu R_e=0), deoarece doar o fracțiune din semnalul de intrare apare între baza şi emitorul tranzistorului:

$$\frac{u_{be}}{u_i} = \frac{r_e}{r_e + R_e} \cong \frac{1}{1+g_m R_e}\,, \tag{3.103}$$

Se observă că factorul de reducere al amplificării $(1+g_mR_e)$ – relația (3.102), este acelaşi cu factorul de creştere al rezistenței de intrare în baza tranzistorului – relația (3.96) şi cu factorul de reducere al nivelului semnalului de intrare – relația (3.103). Proiectantul circuitului poate optimiza parametrii amplificatorului prin alegerea rezistenței de emitor R_e celei mai convenabile. Circuitul cu R_e are o comportare intermediară între etajul cu un tranzistor în conexiunea EC şi repetorul pe emitor, gradul de apropiere de unul sau altul dintre circuite depinzând de valoarea rezistenței R_e.

Problemă de analiză

1. Pentru amplificatorul din figura alăturată să se calculeze curentul static de colector I_C dacă β=100 şi U_{BE}=0,7V
2. Dacă rezistența internă a generatorului este: R_g=6kΩ, să se calculeze A_{u0}, R_i, R_o, şi A_{ug0}, pentru: a) R_e=1kΩ respectiv *b)* R_e=100Ω. (practic, în primul caz comutatorul este deschis: $R_e=R_E$, respectiv în al doilea caz este închis: $R_e=R_E||R_{E1}$)



3. Cât este amplitudinea la ieşire dacă amplitudinea la generator este U_{g_vf}=50mV?

Condensatoarele din circuit se consideră scurtcircuite în *ca* şi U_T=25mV.

Rezolvare:

1. Curentul de colector se calculează cu relația (3.53), la care se consideră $U_{BB}=U_{CC}$:

$$I_C = \frac{\beta(U_{CC} - U_{BE})}{R_B + (\beta+1)R_E} = \frac{100(10-0{,}7)}{820\text{k} + 101\cdot 1\text{k}} = 1{,}01\text{m} \cong 1\text{mA}\,.$$

2. Parametrii de semnal mic ai tranzistorului se determină cu relațiile (3.67), (3.76) şi prin explicitarea factorului α din relația (3.7):

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} = \frac{1\text{m}}{25\text{m}} = 40\frac{\text{mA}}{\text{V}}\,,\quad r_e = \frac{\alpha}{g_m} \cong \frac{1}{g_m} = \frac{1}{40\text{m}} = 25\Omega\,,\quad \alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = 0{,}99\,.$$

Amplificarea în tensiune (fără sarcină) se determină cu relația (3.98):

$$A_{u0}=\frac{u_o}{u_i}=-\frac{\alpha R_C}{r_e+R_e}:\quad a)\ A_{u0(a)}=-\frac{0{,}99\cdot 5\text{k}}{25+1\text{k}}=-4{,}83,\quad b)\ A_{u0(b)}=-\frac{0{,}99\cdot 5\text{k}}{25+100}=-39{,}6.$$

Calculul amplificării cu relația aproximativă (3.101):

$$A_{u0}=-\frac{R_C}{R_e}:\quad a)\ A_{u0(a)\sim}=-\frac{5\text{k}}{1\text{k}}=-5,\quad b)\ A_{u0(b)\sim}=-\frac{5\text{k}}{100}=-50,$$

conduce la o eroare:

$$\varepsilon=\frac{A_{u0\sim}-A_{u0}}{A_{u0}}100\,[\%]:\quad \varepsilon_a=\frac{5-4{,}83}{4{,}83}=3{,}5\%,\quad \varepsilon_b=\frac{50-39{,}6}{39{,}6}=26\%,$$

acceptabilă (de ordinul procentelor, mai mică de 5%) în primul caz; în cazul al doilea eroarea este apreciabilă, deoarece inegalitatea (3.100) nu este de fapt îndeplinită:

$$R_{e(a)}=1000\Omega \gg 25\Omega=r_e,\ \left(\frac{R_{e(a)}}{r_e}=40\right);\qquad R_{e(b)}=100\Omega,\ \left(\frac{R_{e(b)}}{r_e}=4<10\right).$$

Rezistența de intrare se determină cu relația (3.95):

$$R_{ib}=(\beta+1)(r_e+R_e):\quad R_{ib(a)}=101(25+1\text{k})=103{,}5\text{k}\Omega,\quad R_{ib(b)}=101(25+100)=13{,}6\text{k}\Omega,$$

$$R_i=R_B\parallel R_{ib}:\quad R_{i(a)}=103{,}5\text{k}\parallel 820\text{k}=91{,}9\text{k}\Omega,\quad R_{i(b)}=13{,}6\text{k}\parallel 820\text{k}=13{,}4\text{k}\Omega.$$

Rezistența de ieşire nu depinde de R_e şi se determină cu relația (3.97): $R_o=R_C=5\text{k}\Omega$.

Cu relația (3.80): $A_{ug}=\dfrac{u_o}{u_g}=\dfrac{u_o}{u_i}\dfrac{u_i}{u_g}=A_{u0}\dfrac{R_i}{R_i+R_g}$ se determină amplificarea globală:

$$A_{ug(a)}=-4{,}83\cdot\frac{103{,}5\text{k}}{103{,}5\text{k}+6\text{k}}\cong-4{,}6,\qquad A_{ug(b)}=-39{,}6\cdot\frac{13{,}6\text{k}}{13{,}5\text{k}+2{,}5\text{k}}=-39{,}6\cdot 0{,}694\cong-27{,}5.$$

Se observă că amplificarea mai mică obținută în cazul *a)* se modifică mai puțin la conectarea generatorului (deoarece rezistența de intrare a amplificatorului este mai mare).

3. Se determină inițial dacă este îndeplinită condiția de semnal mic (3.64). Pentru aceasta se determină tensiunea u_{be} cu ajutorul relațiilor (3.103) şi (3.80):

$$u_{be}=\frac{r_e}{r_e+R_e}u_i=\frac{r_e}{r_e+R_e}\frac{R_i}{R_i+R_g}u_g.$$

Amplitudinea tensiunii u_{be} în cele două cazuri este:

$$U_{be_\text{vf}(a)}=\frac{25}{25+1\text{k}}\frac{91{,}9\text{k}}{91{,}9\text{k}+6\text{k}}50\text{m}=0{,}024\cdot 0{,}94\cdot 50\text{m}=1{,}15\text{mV}<10\text{mV},$$

$$U_{be_\text{vf}(b)}=\frac{25}{25+100}\frac{13{,}4\text{k}}{13{,}4\text{k}+6\text{k}}50\text{m}=0{,}2\cdot 0{,}69\cdot 50\text{m}=6{,}9\text{mV}<10\text{mV}.$$

Amplitudinea tensiunii la ieşire se determină cu amplificarea globală calculată anterior:

$$U_{o_\text{vf}}=\left|A_{ug}\right|\cdot U_{g_\text{vf}}:\quad U_{o_\text{vf}(a)}=4{,}6\cdot 50\text{m}=230\text{mV},\quad U_{o_\text{vf}(b)}=27{,}5\cdot 50\text{m}=1{,}375\text{V}.$$

Semnul negativ al amplificării semnifică un semnal de ieşire în antifază cu cel de intrare. La calcularea amplitudinii la ieşire s-a considerat amplificarea în modul, întrucât amplitudinea unui semnal este o mărime pozitivă (indiferent de defazajul semnalului).

3.6 CONSTRUCȚIA ŞI FUNCȚIONAREA TRANZISTORULUI

În figura 3.32 se prezintă o secțiune printr-un tranzistor bipolar realizat prin dublă difuzie. Această tehnologie de realizarea a tranzistoarelor permite realizarea simultană a unui număr mare de tranzistoare pe o plachetă de siliciu. O tehnologie asemănătoare este utilizată şi pentru realizarea circuitelor integrate bipolare.

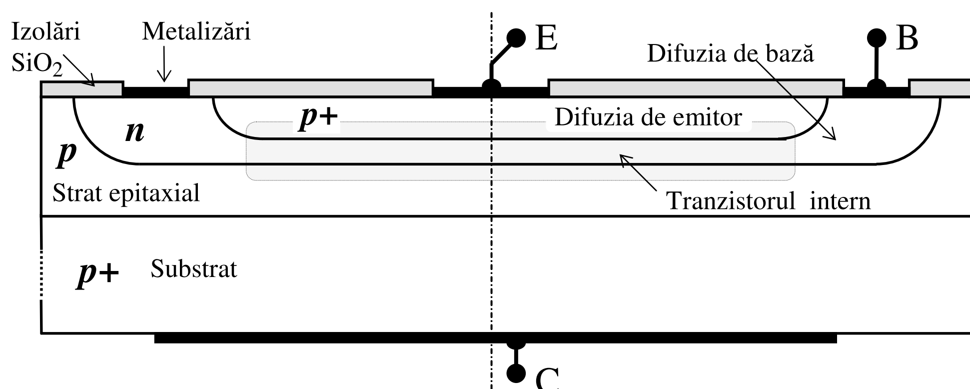


Fig. 3.32. Secțiune printr-un tranzistor *pnp* realizat prin dublă difuzie.

Tranzistorul este realizat pornind de la o pastilă de siliciu de tip *p* cu conductivitate ridicată (foarte puternic dopată cu impurități, notată cu *p*+) a cărei grosime este de câteva zecimi de mm. Conductivitatea este ridicată pentru a reduce rezistența serie a colectorului. Pe acest substrat se creşte un strat epitaxial, cu grosime de câțiva microni, a cărui concentrație de impurități este mult mai redusă decât a substratului. În acest strat epitaxial se realizează două difuzii succesive: prima este difuzia de bază prin care se obține un semiconductor de tip *n* slab dopat, iar cea de-a doua este difuzia de emitor prin care se obține o regiune de tip *p* puternic dopată (*p*+). Se depune apoi un strat de oxid de siliciu izolator care se corodează în zonele ferestrelor de contact. În aceste zone se depun metalizările prin care se conectează tranzistorul la circuitul extern.

3.6.1 Funcționarea tranzistorului în regim activ normal (RAN)

O secțiune transversală prin tranzistorul intern (evidențiat în figura 3.32) este reprezentată în figura 3.33. Secțiunea este rotită cu emitorul în stânga. În structura tranzistorului se formează două joncțiuni *pn*: joncțiunea emitorului (*Je*, între E şi B) şi joncțiunea colectorului (*Jc*, între C şi B).

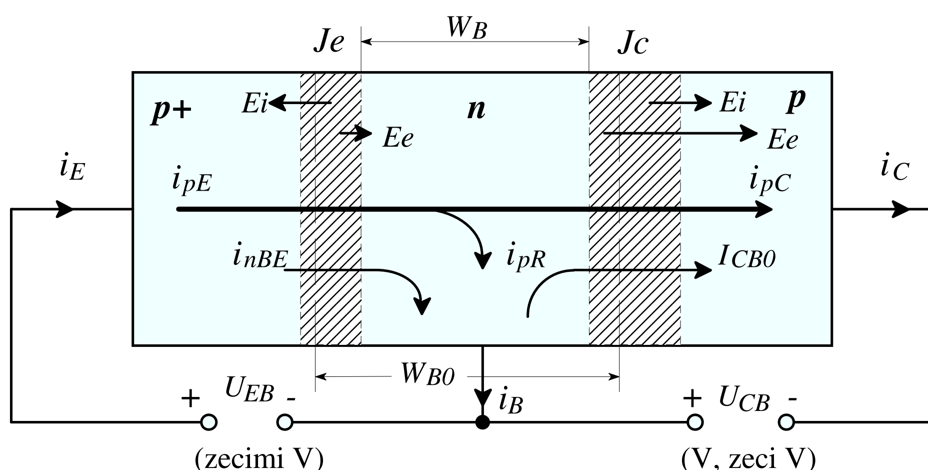


Fig. 3.33. Secțiune prin tranzistorul intern.

Sursele U_{EB} şi U_{CB} polarizează *Je* respectiv *Jc* astfel încât tranzistorul *pnp* funcționează în RAN. În figură se indică câmpurile electrice (interne - *Ei* şi externe - *Ee*) din joncțiuni şi curenții care circulă prin tranzistor. W_{B0} reprezintă lățimea metalurgică şi W_B lățimea efectivă a bazei. $W_B < W_{B0}$ datorită regiunilor golite de purtători ale joncțiunilor (haşurate).

Considerând emitorul în gol, deci cu sursa de alimentare U_{EB} deconectată, prin joncțiunea colectorului polarizată invers va circula curentul invers al joncțiunii respective, notat cu I_{CB0} (curentul dintre colector şi bază cu emitorul în gol). Acesta este un curent de drift al purtătorilor minoritari datorat câmpului electric extern (*Ee*), ca la orice joncțiune polarizată invers.

Prin joncțiunea emitorului polarizată direct (datorită sursei U_{EB}) circulă curentul de difuzie al purtătorilor majoritari (goluri din emitor şi electroni din bază). Acest curent depinde exponențial de tensiunea U_{EB}, ca în prima relație din sistemul (3.107) Deoarece joncțiunea emitorului este asimetrică, cu emitorul mult mai puternic dopat decât baza, curentul va fi datorat în principal golurilor care difuzează din emitor în bază i_{pE} şi într-o măsură mult mai mică electronilor care trec din bază în emitor i_{nBE}, conform relației (2.60) de la studiul joncțiunilor asimetrice.

Golurile sunt purtători minoritari în bază. Concentrația golurilor în vecinătatea emitorului este mare (golurile fiind injectate dinspre emitor) şi aceste goluri difuzează spre regiunile de concentrație mai redusă, adică spre colector. Toate golurile care ajung în regiunea de sarcină spațială a colectorului sunt antrenate de câmpul electric din *Jc* prin curent de drift şi de aceea concentrația golurilor la capătul dinspre colector al bazei este nulă. Datorită grosimii mici a bazei (față de lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari), recombinarea în bază este redusă şi curentul de recombinare i_{pR} este mic, astfel încât aproape toate golurile (emise de emitor) trec prin bază şi sunt captate (colectate) de colector.

Ținând seama de explicațiile precedente şi de figura 3.33, curenții prin tranzistor sunt:

$$\begin{cases} i_E = i_{pE} + i_{nBE} \\ i_C = i_{pC} + I_{CB0} \\ i_{pE} = i_{pC} + i_{pR} \end{cases} . \qquad (3.104)$$

Se notează:

$$\frac{i_{pC}}{i_E} = \frac{i_{pC}}{i_{pE}} \cdot \frac{i_{pE}}{i_E} = \beta_{tB} \cdot \gamma_E = \alpha_N , \qquad (3.105)$$

unde: $\beta_{tB} = i_{pC}/i_{pE}$ este factorul de transport în bază, $\gamma_E = i_{pE}/i_E$ este eficiența emitorului, iar $\alpha_N = i_{pC}/i_E$ este factorul normal de amplificare în curent în conexiunea BC; α_N este acelaşi factor de amplificare care în prima parte a capitolului a fost notat cu α (fără indice). Deoarece aproape tot curentul din emitor ajunge în colector valoarea factorului de amplificare α_N este practic unitară:

$$\alpha_N = 0{,}98 \ldots 0{,}998 . \qquad (3.106)$$

Pentru dioda emitor-bază polarizată direct şi ținând seama de relațiile (3.104) şi (3.105) se pot scrie relațiile care definesc funcționarea tranzistorului în RAN:

$$\begin{cases} i_E = I_{SE} \left(\exp \dfrac{u_{EB}}{U_T} - 1 \right), \\ i_C = \alpha_N \cdot i_E + I_{CB0} \end{cases} \qquad (3.107)$$

unde I_{SE} este curentul invers de saturație al *Je* (valoare teoretică de ordinul a $10^{-15} \ldots 10^{-12}$ A).

Schema echivalentă a tranzistorului din figura 3.34.*a* este conformă cu sistemul de ecuații (3.107); în locul curentului I_{CB0} s-a reprezentat dioda bază-colector prin care circulă acest curent.

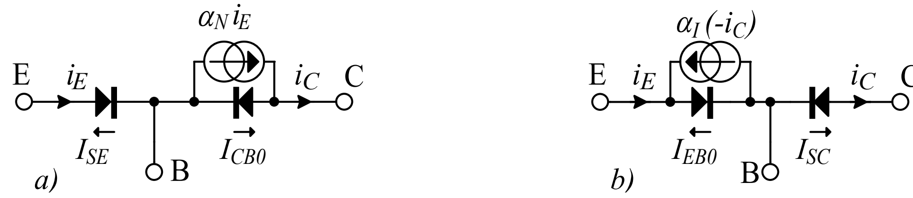


Fig. 3.34. Scheme echivalentă de semnal mare pentru tranzistorul *pnp*: *a)* în RAN, *b)* în RAI. Alături de diode s-a notat curentul invers de saturație al joncțiunilor.

3.6.2 Funcționarea tranzistorului inversat

Tranzistorul funcționează în regim activ inversat (RAI) prin inversarea rolului emitorului cu cel al colectorului. În principiu această inversiune este posibilă datorită relativei simetrii a structurii tranzistorului bipolar. Din cauza gradului de dopare relativ redus al colectorului (față de bază), eficiența de injecție a colectorului (care lucrează ca emitor) este redusă, astfel încât factorul de amplificare inversat al tranzistorului este sensibil mai mic decât unitatea, cu valori uzuale $\alpha_I = 0{,}2\ldots0{,}9$. Cu excepția acestei observații, tranzistorul funcționează la fel ca şi în cazul regimului activ normal. Ecuațiile care descriu funcționarea TB în acest caz sunt:

$$\begin{cases} -i_C = I_{SC}\left(\exp\dfrac{u_{CB}}{U_T} - 1\right), \\ -i_E = \alpha_I \cdot (-i_C) + I_{EB0} \end{cases} \tag{3.108}$$

unde I_{SC} este curentul invers de saturație al joncțiunii colectorului şi I_{EB0} este curentul dintre emitor şi bază cu colectorul în gol. Sensul curenților s-a considerat conform convenției din figura 3.1.*a* iar schema echivalentă conformă cu relațiile (3.108) este cea din figura 3.34.*b*.

Observație: Pentru tranzistoarele de tip *npn* schemele echivalente sunt aceleaşi cu cele din figura 3.34, dar se inversează sensul diodelor, al generatoarelor de curent şi al curenților.

3.6.3 Modelul Ebers-Moll

O abordare formală a funcționării tranzistorului se poate face cu ajutorul unui model de semnal mare al TB, cunoscut sub numele de modelul Ebers-Moll (EM). Modelul nu este nici atât de simplu, nici atât de intuitiv ca modelele prezentate la începutul capitolului, însă are un grad mare de generalitate şi descrie funcționarea tranzistorului indiferent de regimul de funcționare al acestuia. În plus el stă la baza modelului de simulare al TB din SPICE.

Modelul EM este un model de joasă frecvență care se bazează pe faptul că tranzistorul este compus din două joncțiuni *pn* şi care exprimă curenții prin terminalele TB ca o suprapunere a curenților din aceste joncțiuni *pn*. În figura 3.35 este prezentat modelul EM pentru un tranzistor *npn*.

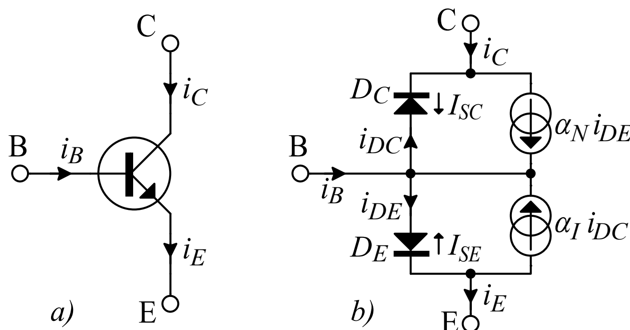


Fig. 3.35. *a)* Un tranzistor *npn* şi *b)* modelul Ebers-Moll corespunzător.

Pentru tranzistorul *pnp* se inversează sensul diodelor, al curenților şi al surselor de curent.

Modelul conține două diode, dioda de emitor D_E şi dioda de colector D_C (care înlocuiesc cele două joncțiuni *pn*) şi două surse de curent controlate în curent care modelează efectul de tranzistor în sens normal şi în sens inversat. Curenții prin diode depind exponențial de tensiuni:

$$i_{DE} = I_{SE}\left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T} - 1\right), \qquad i_{DC} = I_{SC}\left(\exp\frac{u_{BC}}{U_T} - 1\right), \tag{3.109}$$

unde I_{SE} şi I_{SC} sunt curenții de saturație sau de scalare ai celor două diode. Deoarece joncțiunea de colector are o arie mai mare decât joncțiunea de emitor, curentul I_{SC} este de obicei mai mare decât I_{SE} (cu un factor de 2 până la 50). După cum s-a arătat la analiza funcționării tranzistorului în RAN, aproape tot curentul din joncțiunea de emitor se regăseşte în colector. Acest curent este modelat prin sursa $\alpha_N i_{DE}$, unde factorul normal de curent α_N este foarte apropiat de unitate. În mod analog o parte din curentul care parcurge joncțiunea de colector traversează baza şi se regăseşte în emitor. Această componentă a curentului de emitor este modelată de sursa $\alpha_I i_{DC}$, unde factorul invers de curent α_I are valori sensibil subunitare. Cei patru parametrii ai tranzistorului sunt legați prin relația:

$$\alpha_N \cdot I_{ES} = \alpha_I \cdot I_{CS} = I_S\,, \tag{3.110}$$

demonstrată în [1], unde I_S este curentul de saturație al tranzistorului. La tranzistoarele de mică putere I_S este de ordinul a $10^{-15}\ldots10^{-14}$ A şi este proporțional cu aria joncțiunii emitor-bază.

Pe baza figurii 3.35 se pot exprima curenții prin terminalele tranzistorului în funcție de tensiunile aplicate între terminalele acestuia:

$$i_E = i_{DE} - \alpha_I\, i_{DC}\,, \tag{3.111}$$

$$i_C = -i_{DC} + \alpha_N\, i_{DE}\,, \tag{3.112}$$

$$i_B = (1-\alpha_N)\, i_{DE} + (1-\alpha_I)\, i_{DC}\,. \tag{3.113}$$

Dacă se înlocuiesc i_{DE} şi i_{DC} din relațiile (3.109) şi utilizând relația (3.110) rezultă:

$$i_E = \frac{I_S}{\alpha_N}\left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T} - 1\right) - I_S\left(\exp\frac{u_{BC}}{U_T} - 1\right), \tag{3.114}$$

$$i_C = I_S\left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T} - 1\right) - \frac{I_S}{\alpha_I}\left(\exp\frac{u_{BC}}{U_T} - 1\right), \tag{3.115}$$

$$i_B = \frac{I_S}{\beta_N}\left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T} - 1\right) + \frac{I_S}{\beta_I}\left(\exp\frac{u_{BC}}{U_T} - 1\right), \tag{3.116}$$

unde β_N şi β_I sunt factorii β (de amplificare în curent dintre colector şi bază) normal şi respectiv inversat:

$$\beta_N = \frac{\alpha_N}{1-\alpha_N}, \qquad \beta_I = \frac{\alpha_I}{1-\alpha_I}. \tag{3.117}$$

Factorul β (fără indice) este o notație simplificată pentru factorul β_N şi are valori tipice de ordinul sutelor, iar factorul β_I are valori mici (0,02…10, uzual câteva unități).

Pentru tranzistorul *npn* în RAN, cu $u_{BE} \gg U_T$ şi $u_{BC} < 0$, din (3.115) şi (3.116) rezultă relațiile (3.4) şi (3.6), care au stat la baza modelelor simplificate ale tranzistorului:

$$i_C = I_S\left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T} - 1\right) - \frac{I_S}{\alpha_I}(0\ldots-1) \cong I_S \exp\frac{u_{BE}}{U_T}\,,$$

$$i_B = \frac{I_S}{\beta_N}\left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T} - 1\right) + \frac{I_S}{\beta_I}(0\ldots-1) \cong \frac{I_S}{\beta_N}\exp\frac{u_{BE}}{U_T} = \frac{i_C}{\beta_N} \qquad \text{sau} \qquad i_C = \beta \cdot i_B\,.$$

3.6.4 Modelul de transport

O variantă ceva mai simplă a modelului EM este prezentată în figura 3.36.*a*. Curenţii de saturaţie ai diodele D_{BE} (dioda bază-emitor) şi D_{BC} (dioda bază-colector) sunt (I_S/β_N) şi respectiv (I_S/β_I). Curentul de bază este acelaşi cu cel din relaţia (3.116):

$$i_B = i_{BE} + i_{BC} = \frac{I_S}{\beta_N}\left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T} - 1\right) + \frac{I_S}{\beta_I}\left(\exp\frac{u_{BC}}{U_T} - 1\right),$$

iar curentul prin sursa de curent controlată i_T este:

$$i_T = I_S\left(\exp\frac{u_{BE}}{U_T} - 1\right) - I_S\left(\exp\frac{u_{BC}}{U_T} - 1\right), \tag{3.118}$$

sau $$i_T = \beta_N\, i_{BE} + \beta_I\, i_{BC}, \tag{3.119}$$

ceea ce conduce la modelul controlat în curent din figura 3.36.*b*.

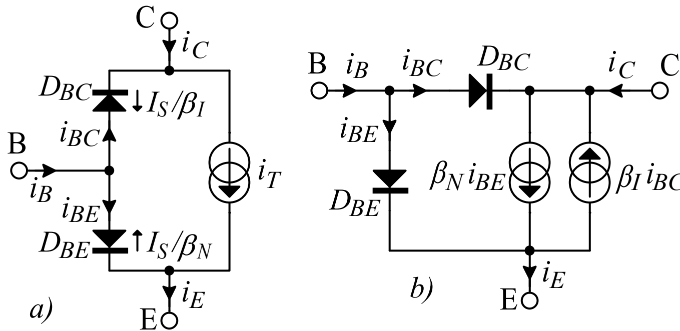


Fig. 3.36. Modelul de transport al tranzistorului *npn*. Acest model este echivalent exact cu modelul Ebers-Moll din fig.3.35.
Alături de diode este notat curentul de saturaţie al acestora. Sursa i_T din *a)* este detaliată în *b)* conform relaţiei (3.119).

Se poate constata că i_T reprezintă componenta curentului i_C şi i_E care apare ca rezultat al efectului de tranzistor în joncţiunea de colector, respectiv de emitor; altfel spus, i_T se datorează transportului purtătorilor minoritari ce traversează baza, de aici şi numele de model de transport. Se poate arăta uşor că $i_C = i_T - i_{BC}$ conduce la relaţia (3.115) şi respectiv $i_E = i_T + i_{BE}$ la relaţia (3.114). Concluzia este că modelul de transport este identic cu modelul Ebers-Moll. Modelul de transport stă la baza modelului de tranzistor bipolar utilizat în SPICE.

3.6.5 Funcţionarea tranzistorului în saturaţie

În regim de saturaţie joncţiunile TB sunt polarizate direct, ceea ce în cazul tranzistorului *npn* înseamnă: $u_{BE} > 0$ şi $u_{BC} > 0$. Se va considera circuitul din figura 3.37 care permite aducerea tranzistorului în saturaţie. În partea a doua a figurii este reprezentat circuitul echivalent obţinut prin înlocuirea TB cu modelul de transport (din figura 3.36.*b*).

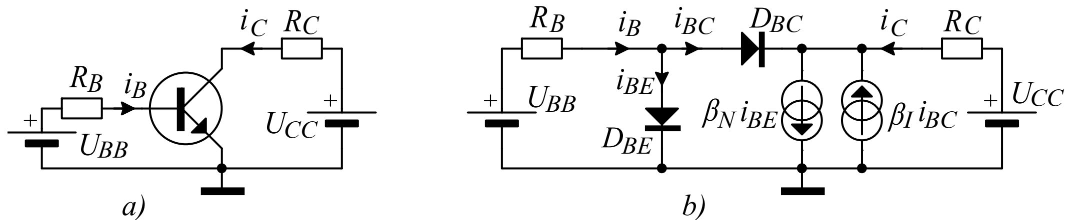


Fig. 3.37. *a)* Inversorul cu TB, *b)* schema echivalentă pentru studiul saturaţiei.

După cum s-a arătat la studiul inversorului cu TB, circuitul analizat permite tranzistorului să funcţioneze în regim de blocare, în RAN sau în saturaţie în funcţie de valorile componentelor. Se consideră circuitul de polarizare al colectorului fixat (U_{CC} şi R_C nu se modifică). Regimul de funcţionare al TB se poate modifica din circuitul de polarizare al bazei (U_{BB} şi/sau R_B).

Conform tabelului 3.1, tranzistorul este blocat pentru $U_{BB}=0$ şi se află în RAN pentru $u_{BC}<0$ (sau $u_{CE}>u_{BE}$). La trecerea din RAN în saturaţie $u_{BC}=0$ şi $u_{CE}=u_{BE}$.

La **limita intrării în saturaţie** a TB curenţii prin tranzistor sunt:

$$I_{C\text{sat}0}=\frac{U_{CC}-u_{BE}}{R_C}, \qquad I_{B\text{sat}0}=\frac{I_{C\text{sat}0}}{\beta_N}, \tag{3.120}$$

Curentul de bază s-a determinat din schema echivalentă ţinând cont că dioda bază-colector D_{BC} este polarizată la o tensiune nulă ($u_{BC}=0$, limita intrării în saturaţie), curentul prin această diodă este nul $i_{BC}=0$, deci $i_{BE}=i_B$ şi $i_C=\beta_N\, i_{BE}$.

Pe de altă parte curentul de bază este determinat în principal de circuitul de polarizare al bazei conform T2K aplicată pe bucla de intrare a TB (cu u_{BE} aproximativ constantă $u_{BE}\cong U_{BE}$):

$$I_B=\frac{U_{BB}-U_{BE}}{R_B}. \tag{3.121}$$

Creşterea curentului de bază peste valoarea $I_{B\text{sat}0}$, prin creşterea U_{BB} sau scăderea R_B, conduce la intrarea tranzistorului în saturaţie. Surplusul de curent care apare $\Delta I_B=I_B-I_{B\text{sat}0}$ deschide dioda D_{BC}. În aceste condiţii, diodele D_{BE} şi D_{BC} sunt deschise amândouă şi între colectorul şi emitorul tranzistorului apare o cale de joasă impedanţă (diodele deschise pot fi echivalate cu surse de tensiune cu rezistenţă internă mică). Ca urmare, tensiunea colector-emitor U_{CE} este mică:

$$U_{BC}>0 \quad \Rightarrow \quad U_{CE}=U_{BE}-U_{BC}<U_{BE}. \tag{3.122}$$

Modelele tranzistoarelor saturate sunt cele prezentate la începutul capitolului, în figura 3.6.

Curentul de colector în saturaţie este aproximativ constant. Pentru circuitul din figura 3.37, limitele curentului $I_{C\text{sat}}$ se determină pentru cazurile limită, $u_{BC}=0$ şi respectiv $u_{CE}=0$:

$$I_{C\text{sat}0}\le I_{C\text{sat}}<I_{C\max} \qquad \text{sau} \qquad \frac{U_{CC}-U_{BE}}{R_C}\le I_{C\text{sat}}<\frac{U_{CC}}{R_C}; \tag{3.123}$$

pentru $U_{BE}\ll U_{CC}$ (cazul uzual), curentul de saturaţie $I_{C\text{sat}}$ este aproximativ constant.

Un **criteriu de apreciere al saturaţiei**, utilizabil în cazul circuitelor practice este:

$$I_B>I_{B\text{sat}}\left(\cong\frac{I_{C\text{sat}}}{\beta_N}\right) \qquad \text{sau} \qquad I_B>\frac{U_{CC}}{R_C\cdot\beta_N}, \tag{3.124}$$

cu I_B calculat conform relaţiei (3.121). La îndeplinirea criteriului de mai sus tranzistorul este saturat, în caz contrar este în RAN.

Gradul de saturaţie se poate aprecia prin **factorul de supracomandă** în bază:

$$S_B=\frac{I_B}{I_{B\text{sat}0}}\cong I_B\cdot\frac{R_C}{U_{CC}}\cdot\beta_N \qquad (\text{în saturaţie } S_B>1). \tag{3.125}$$

Un alt parametru utilizat pentru a determina gradul de saturaţie este raportul dintre curenţii de colector şi de bază, numit **factor de amplificare forţat** (de circuitul extern tranzistorului):

$$\beta_{\text{fortat}}=I_C/I_B. \tag{3.126}$$

TB este în saturaţie dacă $\beta_{\text{forţat}}<\beta_N$. Pentru a realiza o saturaţie fermă a tranzistorului, se alege adesea $\beta_{\text{forţat}}=10\ldots20$. Tensiunea colector-emitor în saturaţie $U_{CE\text{sat}}$ scade odată cu scăderea factorului de amplificare forţat.

Tensiunea $U_{CE\text{sat}}$ se poate calcula pe baza modelului Ebers-Moll. Deoarece tensiunile U_{BE} şi U_{BC} sunt ambele pozitive şi mult mai mari decât U_T, în ecuațiile (3.115) şi (3.116) termenii exponențiali sunt mult mai mari decât unitatea. Cu aceste aproximații şi dacă se înlocuieşte $i_B = I_B$ şi $i_C = \beta_{\text{forțat}} I_B$ rezultă un sistem de două ecuații care se poate rezolva pentru a obține U_{BE} şi U_{BC}, iar tensiunea $U_{CE\text{sat}}$ este diferența acestor două tensiuni:

$$U_{CE\text{sat}} = U_T \ln \frac{1 + (\beta_{\text{forțat}} + 1)/\beta_I}{1 - \beta_{\text{forțat}}/\beta_N} . \tag{3.127}$$

Această relație poate fi utilizată pentru a calcula dependența tensiunii U_{CEsat} de $\beta_{\text{forțat}}$.

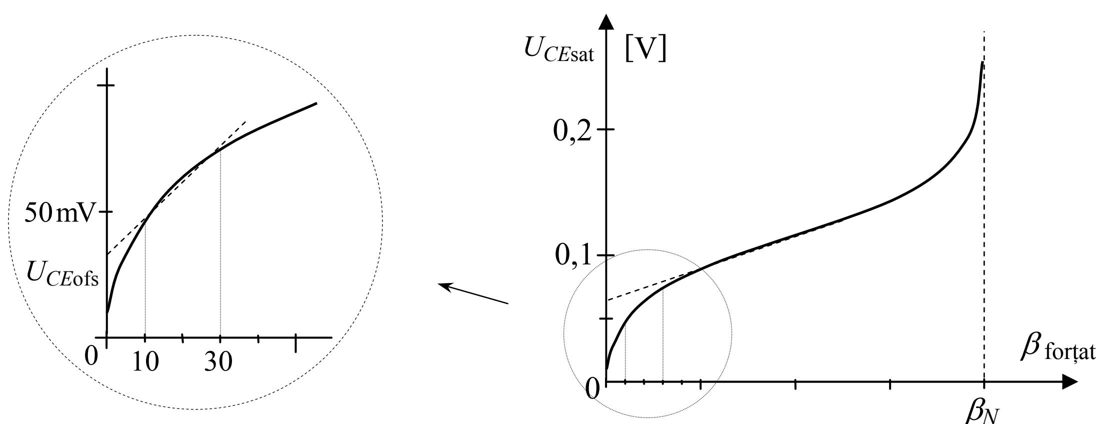
Exemplu

a) Să se determine tensiunea $U_{CE\text{sat}}$ la un TB ai cărui factori de amplificare sunt $\beta_N = 200$ şi $\beta_I = 2$ pentru $\beta_{\text{forțat}} = 180\ldots1$ (90…0,5% din β_N). Cum se modifică tensiunea de saturație, $U_{EC\text{sat}}$, dacă tranzistorul este conectat inversat, pentru $\beta_{\text{forțat}} = 1{,}8\ldots0{,}1$ (90…5% din β_I) ?

b) Să se refacă analiza de la punctul *a)* pentru un tranzistor cu $\beta_N = 200$ şi $\beta_I = 10$.

Tensiunea de saturație $U_{CE\text{sat}}$ se calculează cu relația (3.127).

Rezultatele pentru punctul *a)* se centralizează în prima parte a tabelului următor (primele două linii). Pe baza acestor rezultate s-a trasat şi graficul alăturat, în care s-a reprezentat variația tensiunii de saturație $U_{CE\text{sat}}$ în raport cu $\beta_{\text{forțat}}$.



$\beta_N = 200,\ \beta_I = 2$	$\beta_{\text{forțat}}$	200	195	180	150	100	50	30	10	2	1	0
	$U_{CE\text{sat}}$ [mV]	∞	207	170	143	116	89	74	48	23	17	10
	$\beta_{\text{forțat}}$ (invers)	2	1,95	1,8	1,5	1	0,5	0,3	0,1			
	$U_{EC\text{sat}}$ [mV]	∞	93	58	35	18	7,4	4,2	1,4			
$\beta_N = 200,\ \beta_I = 10$	$\beta_{\text{forțat}}$	200	195	180	150	100	50	30	10	2	1	0
	$U_{CE\text{sat}}$ [mV]	∞	168	131	104	78	52	39	20	6,8	4,7	2,4
	$\beta_{\text{forțat}}$ (invers)	1,99	1,95	1,8	1,5	1	0,5	0,3	0,1			
	$U_{EC\text{sat}}$ [mV]	5,9	5,8	5,3	4,4	2,9	1,5	0,9	0,4			

Deoarece $i_C=\beta_{\text{forțat}}I_B$, pentru I_B constant, $\beta_{\text{forțat}}$ este proporțional cu i_C şi curba din figură este practic caracteristica $u_{CE}-i_C$ pentru un curent de bază I_B constant (pentru domeniul curenților i_C mici). Valoarea infinită a tensiunii $U_{CE\text{sat}}$ obținută în tabel (şi în grafic) pentru $\beta_{\text{forțat}}=\beta_N$ semnifică faptul că tranzistorul este în RAN. Figura arată în plus şi independența tensiunii u_{CE} de i_C în regim activ de funcționare. Pe măsură ce $\beta_{\text{forțat}}$ se reduce, tranzistorul intră în saturație mai profundă, U_{BC} creşte şi $U_{CE\text{sat}}$ scade. Pentru $\beta_{\text{forțat}}=0$, ceea ce corespunde colectorului în gol ($i_C=0$), se obține o valoare mică a tensiunii $U_{CE\text{sat}}$. Această valoare reprezintă tensiunea remanentă (de ofset) $U_{CE\text{ofs}}$ pe tranzistorul care funcționează ca un comutator (conform zonei detaliate a figurii). În figură s-au trasat cu linie punctată şi posibile caracteristici liniarizate, cu care se poate aproxima curba analizată. Se poate constată că aceste caracteristici liniarizate estimează o valoare mai mare a tensiunii de ofset.

Trebuie precizat că tensiunea $U_{CE\text{sat}}$ calculată cu (3.127) este mai mică decât tensiunea de saturație măsurată, deoarece nu ține seama de căderea de tensiune pe rezistența serie a materialului semiconductor al regiunii de colector r_C, cădere de tensiune proporțională cu curentul I_C.

Tranzistorul funcționează inversat atunci când are colectorul legat spre masă şi emitorul legat printr-o rezistență (R_C în cazul circuitului din figura 3.37.*a*) spre plusul sursei de alimentare. În acest caz $\beta_{\text{forțat}}=-I_E/I_B$. Pentru a determina tensiunea de saturație $U_{EC\text{sat}}$ a acestui circuit, se poate utiliza relația (3.127) în care se schimbă între ele valorile factorilor de amplificare: $\beta_N \leftrightarrow \beta_I$. Rezultatele obținute sunt prezentate în liniile 3 şi 4 ale tabelului anterior. Se remarcă valorile sensibil mai mici ale tensiunilor de saturație obținute în acest caz, față de cazul saturației pentru tranzistorul conectat normal. Pentru a obține aceste tensiuni mici trebuie să fie utilizat un curent de comandă mult mai mare decât curentul comandat $I_B \gg (-I_E)$, de exemplu $\beta_{\text{forțat}}=0{,}1$ înseamnă $I_B=10(-I_E)$, caz în care rezultă o tensiune $U_{EC\text{sat}}$ ceva mai mare de 1 mV. Datorită tensiunii de saturație foarte mici, tranzistorul conectat inversat poate fi utilizat pentru comutarea semnalelor analogice în circuite de conversie a datelor. Dezavantajul unei astfel de regim de funcționare al tranzistorului este timpul relativ lung de comutare din saturație în blocare.

Pentru un tranzistor al cărui factor β_I este mai mare, tensiunile de saturație rezultate sunt mai mici, după cum se poate constata dacă se compară cea de-a doua parte a tabelului cu prima parte a acestuia (linia 6 cu linia 2 şi linia 8 cu linia 4). Prin urmare, tranzistoarele de comutație, a căror tensiune de saturație trebuie să fie mică, au un factor β_I relativ mare şi o rezistența serie (a materialului semiconductor din regiunea de colector) r_C cât mai mică. Parametrii tranzistorului considerat la punctul *b)* al problemei corespund unui astfel de tranzistor (2N2222).

3.6.6 Comutarea tranzistorului

Se consideră inversorul cu tranzistor bipolar (TB) din 3.38.*a* căruia i se aplică la intrare o tensiune u_I variabilă în trepte ca în figura 3.38.*b*. Prin **comutare directă** se înțelege trecerea tranzistorului din blocare în saturație şi prin **comutare inversă** trecerea din saturație în blocare. Analiza comutării tranzistorului se poate face destul de exact pe baza ecuațiilor metodei sarcinii, obținute prin integrarea ecuațiilor de continuitate pentru purtătorii minoritari scrise în regiunile neutre ale bazei şi colectorului [1]. În locul acestei metode laborioase, care presupune cunoştințe de fizica corpului solid care depăşesc cadrul acestei lucrări, se preferă analiza simplificată a fenomenelor, urmată de simularea circuitelor (pentru validarea rezultatelor).

În figura 3.38 s-au reprezentat formele de undă ale curenților prin tranzistor sincrone în timp cu forma de undă a tensiunii de intrare. Atunci când tensiunea de intrare u_I creşte de la zero la U_1, se constată că apare un curent de colector semnificativ doar după un timp t_d (timp de întârziere –

delay time în engleză). Această întârziere este timpul necesar pentru încărcarea capacității de intrare a tranzistorului de la zero până la tensiunea de polarizare directă $u_{BE} \cong 0{,}7\text{V}$. Urmează apoi o creștere exponențială a curentului de colector spre valoarea finală $\beta_N I_{B1}$, unde I_{B1} este curentul injectat în bază de circuitul exterior:

$$I_{B1} = \frac{U_1 - U_{BE}}{R_B}. \tag{3.128}$$

Datorită saturației, curentul de colector nu va ajunge la $\beta_N I_{B1}$, ci se va limita la $I_{C\text{sat}} \cong U_{CC}/R_C$. Viteza de comutare directă poate fi apreciată cu ajutorul timpului de creștere t_r (*rise time* în engleză) sau prin intermediul timpului de deschidere al tranzistorului t_{on}, a căror valoare se determină conform figurii. (S-au preluat indicii de la denumirile din limba engleză deoarece în limba română termenii *creștere* și *cădere* au aceiași inițială).

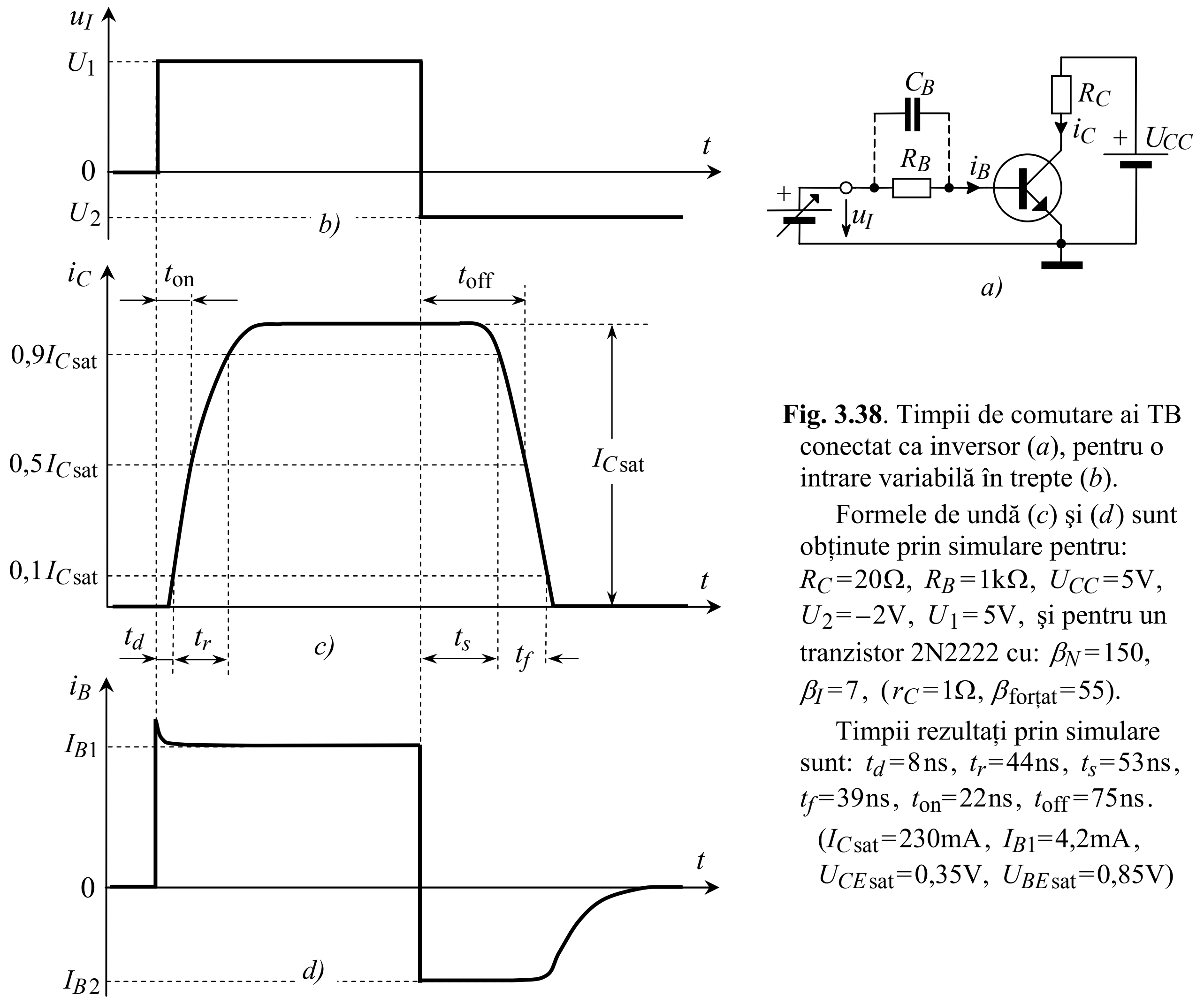


Fig. 3.38. Timpii de comutare ai TB conectat ca inversor (*a*), pentru o intrare variabilă în trepte (*b*).

Formele de undă (*c*) și (*d*) sunt obținute prin simulare pentru: R_C=20Ω, R_B=1kΩ, U_{CC}=5V, U_2=−2V, U_1=5V, și pentru un tranzistor 2N2222 cu: β_N=150, β_I=7, (r_C=1Ω, $\beta_{\text{forțat}}$=55).

Timpii rezultați prin simulare sunt: t_d=8ns, t_r=44ns, t_s=53ns, t_f=39ns, t_{on}=22ns, t_{off}=75ns.

($I_{C\text{sat}}$=230mA, I_{B1}=4,2mA, $U_{CE\text{sat}}$=0,35V, $U_{BE\text{sat}}$=0,85V)

Durata mare de blocare se poate explica dacă se analizează distribuția purtătorilor minoritari din baza tranzistorului, schițată în figura 3.39. Purtătorii minoritari difuzează prin bază (dinspre emitor spre colector) și, conform relației (2.49), curentul de difuzie este proporțional cu gradientul concentrației de impurități, deci cu panta dreptei care arată profilul de impurități în baza tranzistorului. Deoarece joncțiunea colectorului este și ea polarizată direct, concentrația purtătorilor minoritari în vecinătatea colectorului va fi nenulă. Sarcina suplimentară din bază, hașurată în figură, nu participă la formarea curentului de colector, ci se datorează surplusului de curent injectat din circuitul exterior în baza tranzistorului (pentru a-l aduce în saturație). Cu cât este mai mare factorul de supracomandă în bază, cu atât este mai mare excesul de purtători în bază. De fapt, această

sarcină, numită **sarcină în exces în bază** (sau de saturație) Q_s, este proporțională cu surplusul de curent în bază, $\Delta I_B = I_{B1} - I_{B\text{sat}}$ (cu $I_{B\text{sat}} = I_{C\text{sat}}/\beta_N$):

$$Q_s = \tau_s \Delta I_B = \tau_s (I_{B1} - I_{B\text{sat}}), \tag{3.129}$$

unde τ_s este un parametru al tranzistorului, numit **constantă de timp de stocare**.

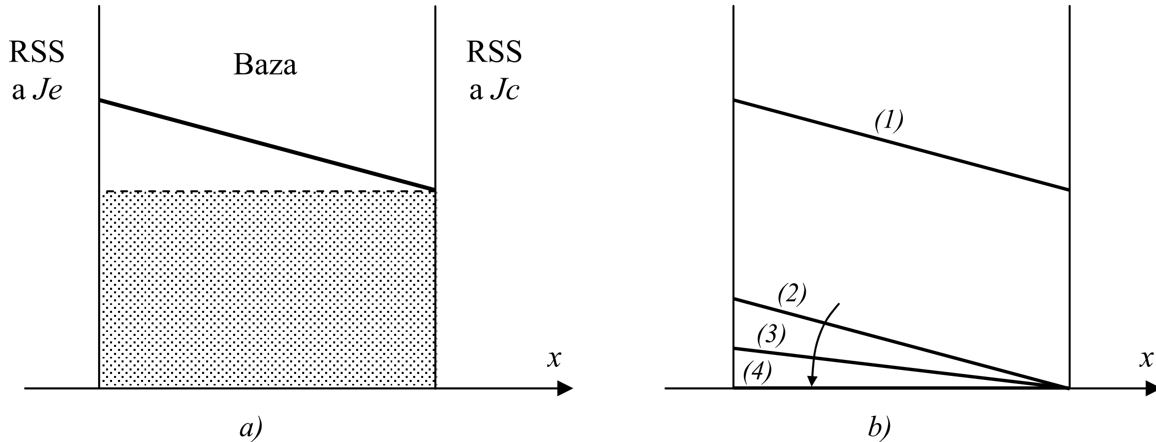


Fig. 3.39. *a)* Profilul concentrației purtătorilor minoritari în baza unui tranzistor saturat. Aria haşurată reprezintă sarcina în exces (de saturație). *b)* La blocarea tranzistorului sarcina în exces trebuie să dispară prima. În acest timp profilul se schimbă de la dreapta *(1)* la dreapta *(2)*. Apoi profilul scade spre zero – dreapta *(4)*, iar curentul de colector scade exponențial spre zero.

Timpul de stocare

Comutarea inversă a tranzistorului începe din momentul în care tensiunea de comandă u_I comută la valoarea negativă U_2. Curentul de colector nu se modifică pe durata extragerii din bază a sarcinii în exces. În acest timp, numit **timp de stocare** t_s, profilul purtătorilor minoritari din bază se modifică conform figurii 3.39.*b*, de la dreapta *(1)* la dreapta *(2)*. După cum se constată din figura 3.38.*d*, curentul de bază devine negativ, deoarece u_{BE} rămâne aproximativ 0,7V în timp ce tensiunea u_I devine negativă, $u_I = U_2$. Curentul invers I_2 ajută la îndepărtarea mai rapidă a sarcinii suplimentare Q_s din bază (în absența acestui curent, sarcina Q_s dispare doar datorită recombinării). Se poate arăta [1] că timpul de stocare poate fi calculat cu relația:

$$t_s = \tau_s \ln \frac{I_{B1} - I_{B2}}{I_{B\text{sat}} - I_{B2}}, \qquad \text{unde} \qquad I_{B\text{sat}} = \frac{I_{C\text{sat}}}{\beta_N} \cong \frac{U_{CC}}{\beta_N R_C}. \tag{3.130}$$

I_{B2} este negativ conform figurii 3.38.*d*: $I_{B2} = (U_2 - U_{BE})/R_B$ (cu $U_2 \le 0$).

Pentru exemplul din figura 3.38, $I_{B2} = (-2 - 0{,}85)/1\text{k} = -2{,}85\text{mA}$, $I_{B\text{sat}} = 230\text{m}/150 \cong 1{,}53\text{mA}$ şi τ_s se poate exprima din (3.130): $\tau_s = 53\text{n}/\ln[(4{,}2\text{m} + 2{,}85\text{m})/(1{,}53\text{m} + 2{,}85\text{m})] = 111\text{ns}$.

După ce sarcina suplimentară a fost extrasă, curentul de colector scade exponențial cu o constantă de timp care depinde de capacitățile joncțiunilor. În acest timp panta profilului de impurități scade spre zero, conform figurii 3.39.*b*. În final, i_B scade la zero, atunci când capacitatea joncțiunii de emitor *Je* se încarcă la tensiunea negativă U_2 (la blocare *Je* va fi polarizată invers).

O metodă de reducere a timpilor de comutație, constă din introducerea unui condensator C_B în paralel cu rezistența R_B (figura 3.38.*a*). Valoarea acestuia se calculează astfel încât variația sarcinii în condensator (la comutația inversă) să fie cel puțin egală cu sarcina stocată în bază: $Q_C \ge Q_s$ sau $C_B(U_1 - U_2) \ge \tau_s(I_{B1} - I_{B\text{sat}})$, de unde rezultă:

$$C_B \geq \frac{\tau_s}{U_1 - U_2}\left(\frac{U_1 - U_{BE}}{R_B} - \frac{U_{CC}}{\beta_N R_C}\right). \tag{3.131}$$

Pentru exemplul din figura 3.38, rezultă: $C_B \geq 111\text{n}\,(4{,}2\text{m} - 1{,}53\text{m})/7 = 42\text{pF}$. Dacă se simulează din nou circuitul din figura 3.38.*a*, cu $C_B = 47\text{pF}$, se constată (figura 3.40.*c*) că timpii de comutare directă se reduc practic la zero: $t_d = 0$ și t_r, $t_{\text{on}} < 1\text{ns}$. Accelerarea comutării directe se datorează impulsului de curent de comandă care apare la încărcarea capacității C_B, produs de frontul abrupt al tensiunii de intrare.

Față de situația fără condensator (comparând figurile *c* și *b*), se constată că timpul de cădere t_f rămâne practic nemodificat (la 39ns) și timpul de blocare t_{off} scade de aproape trei ori (de la 75ns la 27ns) pe seama scăderii apreciabile a timpului de stocare t_s (de la 53ns la 5ns; în figură, timpul de stocare este timpul de la frontul căzător al u_I, 300ns, la cursorul C2).

Formele de undă rezultă pentru un impuls de intrare cu timpi de creștere și de cădere neglijabili de mici față de timpii de răspuns ai tranzistorului și considerând că sursa de intrare poate furniza impulsuri de curent apreciabile (care apar prin condensatorul C_B în timpul comutațiilor), sau cu alte cuvinte, pentru o sursă cu rezistență internă neglijabilă. Nici una dintre aceste ipoteze nu este satisfăcută de multe dintre circuitele practice. Efectul rezistenței finite a sursei de semnal ($R_G = 200\Omega$, 20% din R_B, considerată în serie cu tensiunea u_I din figura 3.38.*a*) este prezentat în figura 3.40.*d*. Comparând această situație cu situația idealizată din figura 3.40.*c* (cu $R_G = 0$) se constată o creștere a timpilor de comutare directă: $t_r = 19\text{ns}$, $t_{\text{on}} = 6\text{ns}$, timpul de blocare $t_{\text{off}} = 24\text{ns}$ scade puțin, și timpul de stocare crește, $t_s = 12\text{ns}$.

În orice caz, condensatorul C_B conduce la o reducere semnificativă a timpilor de comutare.

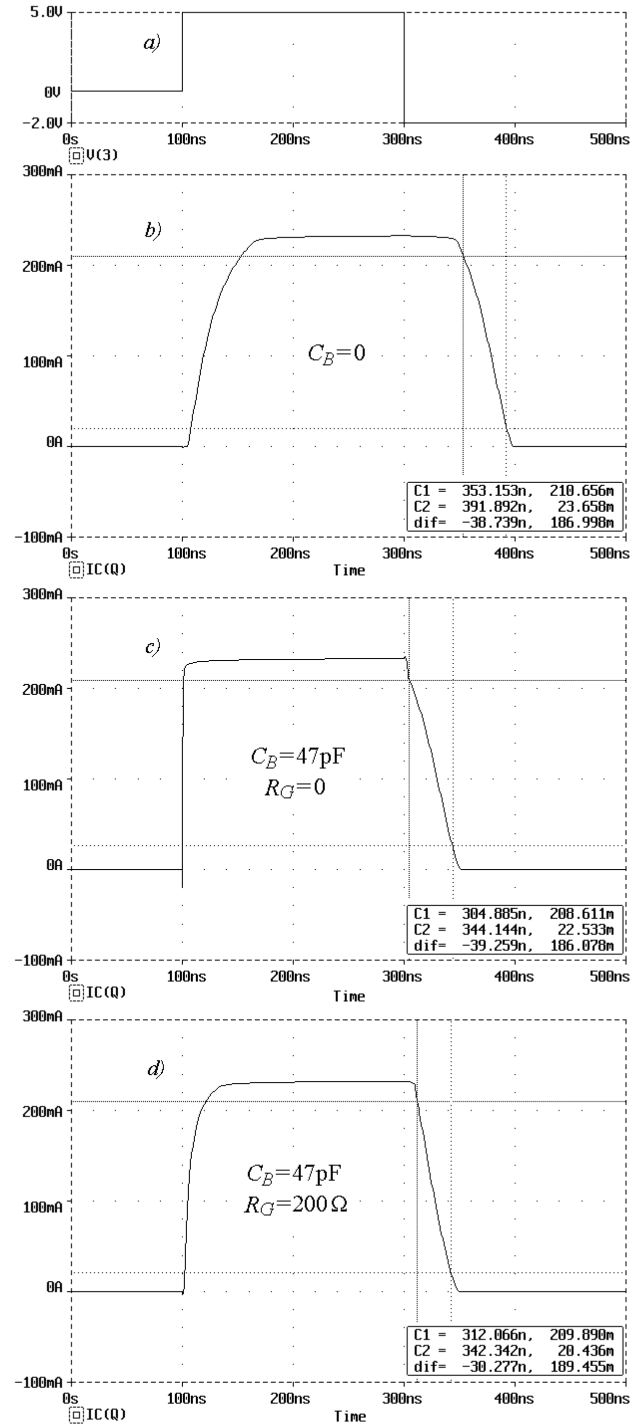


Fig. 3.40. Inversorul cu TB saturat. Variația curentului de colector în timp pentru diferite configurații la intrare.

În concluzie, pentru tranzistorul bipolar în saturație, cel mai important element de limitare a vitezei de comutare a tranzistorului este timpul de stocare t_s, a cărui valoare este proporțională cu gradul de saturație al tranzistorului. Pentru a obține **circuite care comută rapid**, saturația trebuie evitată, sau gradul de saturația trebuie să fie cât mai redus, sau se utilizează un condensator de accelerare în circuitul bazei.

3.7 CARACTERISTICI ALE TRANZISTORULUI BIPOLAR

3.7.1 Caracteristicile statice

Caracteristicile statice ale tranzistorului exprimă legătura dintre tensiunile aplicate şi curenţii care circulă prin tranzistor în regim static (în curent continuu – *cc*).

Trasarea caracteristicilor statice se face experimental, prin conectarea tranzistorului într-un circuit care permite măsurarea tensiunilor şi curenţilor prin tranzistor. Tranzistorul, considerat ca fiind o "cutie neagră", adică un obiect la care prezintă interes comportarea la borne, poate fi încadrat în categoria cuadripolilor. Cuadripolii sunt circuite cu 4 borne de acces. În cazul de faţă prezintă interes cuadripolii cu două porţi denumite intrare şi ieşire. Mărimile electrice de la bornele de intrare, respectiv ieşire sunt marcate în figura 3.41.*a* cu indicii $_I$, respectiv $_O$.

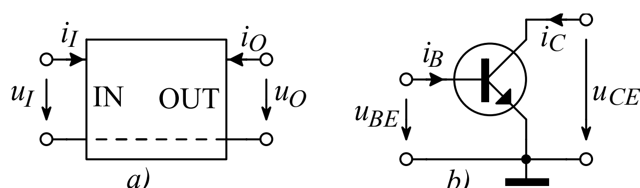


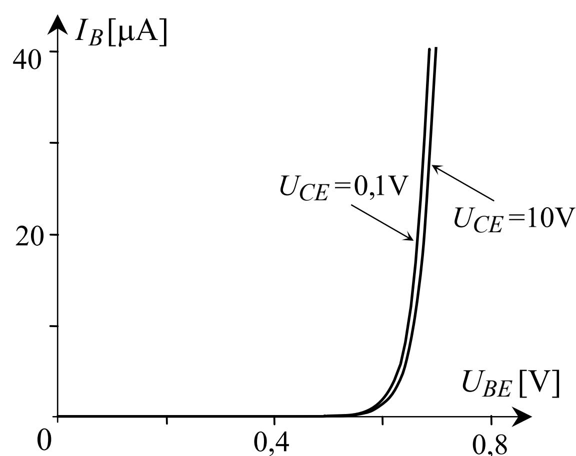
Fig. 3.41. TB privit ca un cuadripol.
a) schema bloc a unui cuadripol,
b) TB tip *npn* în conexiunea EC.

Caracteristicile statice ale cuadripolilor reprezintă relaţia (grafică) dintre trei mărimi: una în abscisă, una în ordonată şi cealaltă considerată ca parametru. Caracteristicile cuadripolilor pot fi:

- de ieşire: $i_O=f(u_O)$ cu I_I parametru (i_I=constant pentru fiecare curbă), sau cu U_I parametru,
- de intrare: $i_I=f(u_I)$ cu U_O parametru,
- de transfer: $i_O=f(i_I)$ cu U_O parametru. În general caracteristica de transfer este o mărime de ieşire funcţie de o mărime de intrare cu cealaltă mărime de ieşire parametru.

Pentru a putea considera TB ca un cuadripol este necesar ca un terminal să fie comun intrării şi ieşirii cuadripolului. Acest terminal reprezintă masa electrică a montajului şi va fi considerat referinţă de potenţial. Terminalul conectat la masă determină conexiunea tranzistorului. În cazul conexiunii emitor comun (EC), emitorul este la masă, intrarea este între bază şi emitor iar ieşirea între colector şi emitor, conform figurii 3.41.*b*. Pentru trasarea caracteristicilor statice, schema simplificată din figura 3.41.*b* este completată cu surse de alimentare reglabile şi aparate de măsură. La tranzistorul de tip *npn*, caracteristicile statice (obţinute prin simularea circuitului realizat cu un tranzistor de tip 2N2222) sunt prezentate în figurile 3.42 şi 3.43. În planul caracteristicilor de ieşire din figura 3.43.*a* s-a trasat cu linie punctată şi curba $U_{CE}=U_{BE}$, care delimitează regiunea activă normală (RAN, cu $U_{CE}>U_{BE}$) de saturaţie.

Fig. 3.42. Caracteristicile de intrare ale tranzistorului *npn* în conexiunea EC.
- Caracteristica de intrare este de fapt caracteristica unei diode. Variaţia tensiunii U_{BE} cu I_C este mică (U_{BE}=0,5…0,7V pentru I_C=0,02…40mA).
- Modificarea tensiunii U_{CE}, parametru la care se trasează curba, produce un efect nesemnificativ; Caracteristica etichetată în figură cu U_{CE}=10V este practic aceeaşi pentru U_{CE}=0,5...20V (în RAN).



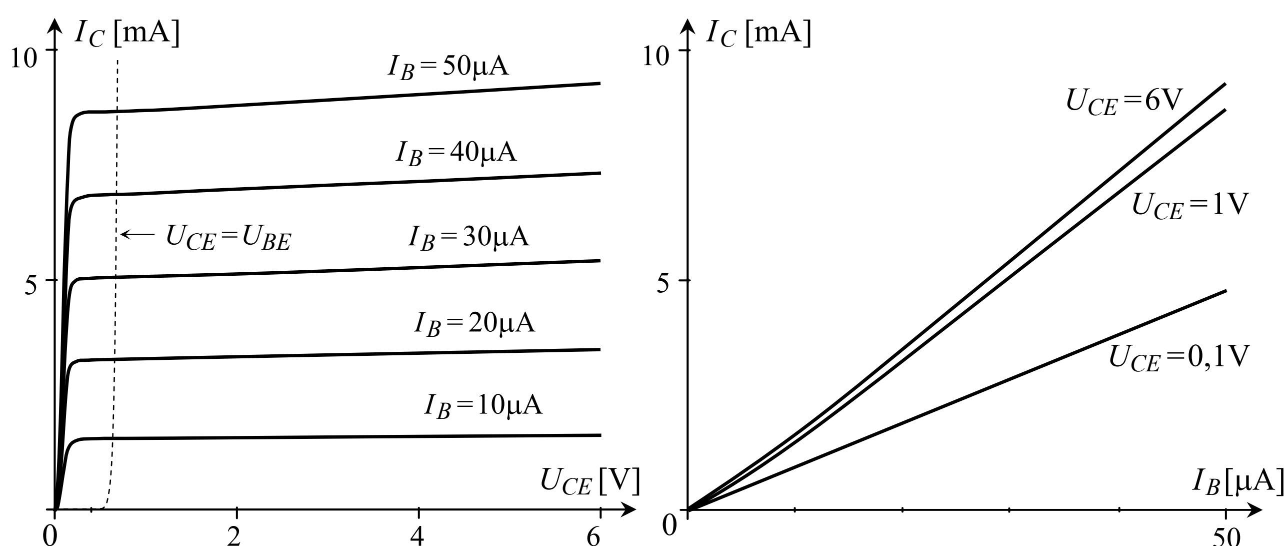


Fig. 3.43. Caracteristicile statice ale TB (*npn*, în conexiunea EC): *a)* de ieşire, *b)* de transfer.
- Caracteristicile de ieşire în RAN ($U_{CE} > U_{BE}$) depind puternic de I_B şi foarte puţin de U_{CE}.
- Caracteristica de transfer în RAN depinde puţin de U_{CE}, în saturaţie dependenţa este mai accentuată.
- La ambele familii de caracteristici se observă proporţionalitatea curentului de colector faţă de I_B.

Determinarea *psf* din caracteristicile statice

Pentru polarizarea tranzistorului în RAN trebuie asigurată polarizarea directă a joncţiunii de emitor şi polarizarea inversă a joncţiunii de colector. Cea mai directă soluţie de polarizare este utilizarea a două circuite de polarizare distincte pentru bază şi colector ca în figura 3.37.*a*. Dacă se cunosc caracteristicile statice ale tranzistorului atunci punctul static de funcţionare (*psf*) poate fi determinat prin **metoda grafo-analitică** (care va fi prezentată în continuare).

T2K scrisă în circuitul de intrare reprezintă ecuaţia unei drepte în planul i_B, u_{BE}:

$$U_{BB} = R_B \cdot i_B + u_{BE} . \qquad (3.132)$$

Familia caracteristicilor de intrare se reduce practic la o singură caracteristică, deoarece valoarea tensiunii de ieşire U_{CE} nu influenţează semnificativ intrarea (conform figurii 3.42). La intersecţia dintre dreapta definită de ecuaţia (3.132) şi caracteristica de intrare rezultă (grafic) mărimile de polarizare ale circuitul de intrare al tranzistorului (U_{BE} şi I_B) ca în figura 3.44.*a*.

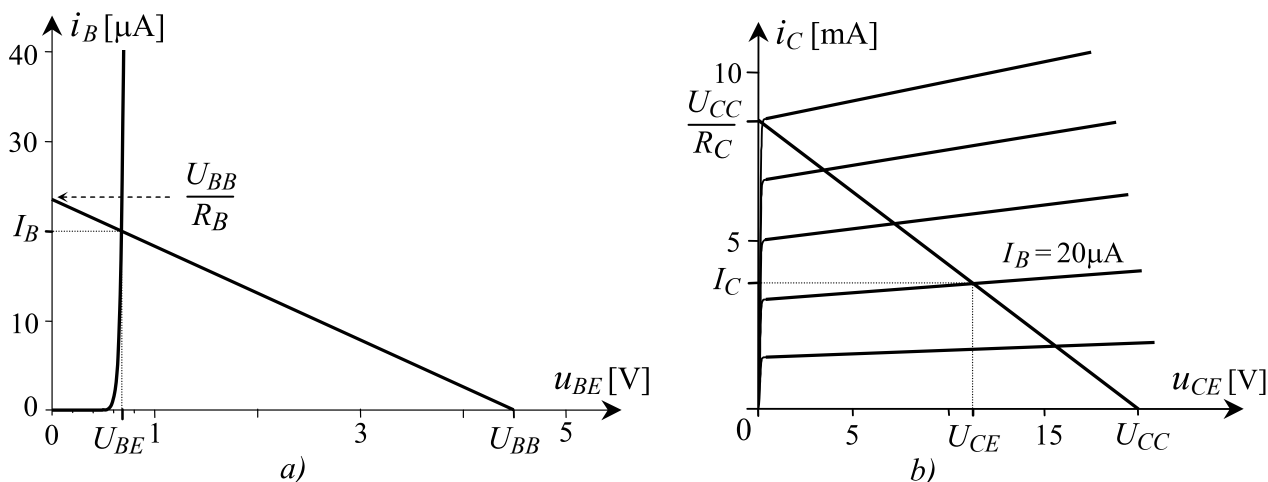


Fig. 3.44. Determinarea *psf* din caracteristicile statice ale TB: *a)* la intrare, *b)* la ieşire.
Dreptele corespunzătoare circuitelor de polarizare s-au trasat prin "tăieturi"; punctele de coordonate $\{0, U_{BB}/R_B\}$ şi $\{U_{BB}, 0\}$ la intrare, respectiv $\{0, U_{CC}/R_C\}$ şi $\{U_{CC}, 0\}$ la ieşire.

T2K aplicată în circuitul de ieşire, numită **dreaptă de sarcină statică** (în *cc*), este:

$$U_{CC} = R_C \cdot i_C + u_{CE}. \quad (3.133)$$

La intersecţia dintre dreapta statică de sarcină şi caracteristica de ieşire corespunzătoare curentului I_B determinat anterior, rezultă coordonatele *psf* în circuitul de ieşire (I_C şi U_{CE}), ca în figura 3.44.*b*. În cazul în care nu există nici o caracteristică având ca parametru valoarea curentului I_B, se trasează o astfel de caracteristică prin interpolarea caracteristicilor existente.

Metoda grafo-analitică se utilizează rar deoarece este laborioasă şi presupune cunoaşterea prealabilă a caracteristicilor statice ale tranzistorul. În practică, se preferă metodele analitice de calcul ale *psf* care utilizează modelele liniarizate de semnal mare ale TB prezentate anterior.

3.7.2 Caracteristicile de catalog ale TB

În cataloagele de componente electronice sunt precizate cel puţin valorile limită admisibile, tipul capsulei şi unele dintre caracteristici electrice şi termice ale tranzistoarelor. Foile de catalog detaliate conţin şi curbe de variaţie ale unor caracteristici tipice ale tranzistorului. Înţelegerea acestor caracteristici permite alegerea tranzistoarelor celor mai potrivite pentru o anumită aplicaţie.

Un tranzistor se conectează în circuit ţinând seama de configuraţia terminalelor şi de tipul capsulei. Pe desenul capsulei din catalog sunt trecute şi dimensiunile mecanice ale acesteia.

Valorile limită absolute reprezintă valorile maxime ale tensiunilor ce pot fi aplicate, a curenţilor pe care îi suportă sau a puterii disipate admisibile pentru un anumit tranzistor (identificat cu un anumit cod). Aceste valori limită sunt suportate de orice componentă cu codul respectiv. Unele dintre componentele marcate cu acel cod vor suporta şi valori mai mari (decât cele date în catalog), însă producătorul nu garantează acest lucru şi de aceea trebuie ca circuitele să fie proiectate astfel încât mărimile din circuit să nu depăşească valorile precizate în catalog. Tensiunile admisibile dintre două terminale sunt precizate cu indicarea stării celui de-al treilea terminal:

- V_{CB0} – tensiunea colector-bază cu emitorul în gol (Collector-Base Voltage, I_E=0);
- V_{CE0} – tensiunea colector-emitor cu bază în gol (Collector-Emitter Voltage, I_B=0);
- V_{CES} (V_{CER}) – tensiunea colector-emitor cu bază scurtcircuită la emitor (Collector-Emitter Voltage, U_{BE}=0), sau cu o rezistenţă precizată conectată între bază şi emitor;
- V_{EB0} – tensiunea emitor-bază cu colectorul în gol (Emitter-Base Voltage, I_C=0),

Aceste tensiuni sunt mai mici decât tensiunea de străpungere a joncţiunii respective şi au valori pozitive pentru tranzistoarele *npn* şi negative pentru tranzistoarele *pnp*. S-a notat şi traducerea în limba engleză deoarece este utilizată în majoritatea cataloagelor şi justifică indicii folosiţi.

Sensul curenţilor este considerat a fi sensul de intrare în terminalele respective; curenţii din catalog, pozitivi pentru tranzistoarele *npn* şi negative pentru *pnp*, sunt:

- I_C – curentul maxim de colector, valoare de curent continuu (Collector Current, *dc*);
- I_{CP} (I_{CM}) – curentul maxim de colector, valoare de vârf (Collector Current, *peak* or *pulse*);
- I_B – curentul maxim de bază (Base Current);

Valorile limită termice se referă la puterea şi temperaturile maxime suportate astfel:

- P_{tot} (P_C) – puterea maximă admisibilă la o temperatură a capsulei $T_C \leq 25°C$ sau o temperatură ambiantă $T_{amb} \leq 25°C$, (Total Dissipation, or Collector Dissipation, at T_C or $T_{amb} \leq 25°C$);
- T_J – temperatura maximă admisibilă a joncţiunii (Maximum Operation Junction Temperature), la tranzistoarele cu siliciu este de obicei 150°C;
- T_{stg} – temperatura maximă de stocare (Storage Temperature), de obicei $T_{stg} = -65°C \ldots 150°C$.

La specificarea puterii maxime sunt posibile două cazuri:

- dacă se indică temperatura capsulei (de obicei la tranzistoarelor de putere medie sau mare), se presupune existenţa unui radiator infinit care menţine temperatura capsulei la 25°C;
- dacă se precizează temperatura ambiantă, atunci puterea indicată poate fi disipată fără radiator.

În cazul în care temperatura capsulei (sau temperatura ambiantă) este mai mare decât 25°C, puterea admisibilă se reduce corespunzător. În practică, puterea ce poate fi disipată de tranzistor, cu un radiator rezonabil şi fără ventilator, este de circa trei ori mai mică decât puterea de catalog (dată ca în primul caz de mai sus, pentru $T_C \le 25°C$). În foile de catalog ale tranzistoarelor este trasată curba (de fapt o dreaptă, *Derating Curve* în engleză) care indică reducerea puterii admisibile în funcţie de temperatura capsulei (sau în funcţie de temperatura ambiantă), figura 3.45.*a*.

Caracteristicile termice sunt precizate adesea şi ca valori (de obicei maxime) ale rezistenţei termice joncţiune-capsulă $R_{thj\text{-}c}$ (utilizată la dimensionarea radiatorului) şi/sau ale rezistenţei termice joncţiune-ambiant $R_{thj\text{-}a}$ (zeci…sute de °C/W pentru tranzistoarele fără radiator, valori mai mari pentru capsule mai mici). Funcţia liniară care face legătura între temperaturi şi puterea disipată P_{tot} (figura 3.45.*a*) este:

$$T_J - T_C = P_{tot} R_{thj\text{-}c} \quad \text{sau} \quad T_J - T_{amb} = P_{tot} R_{thj\text{-}a}. \tag{3.134}$$

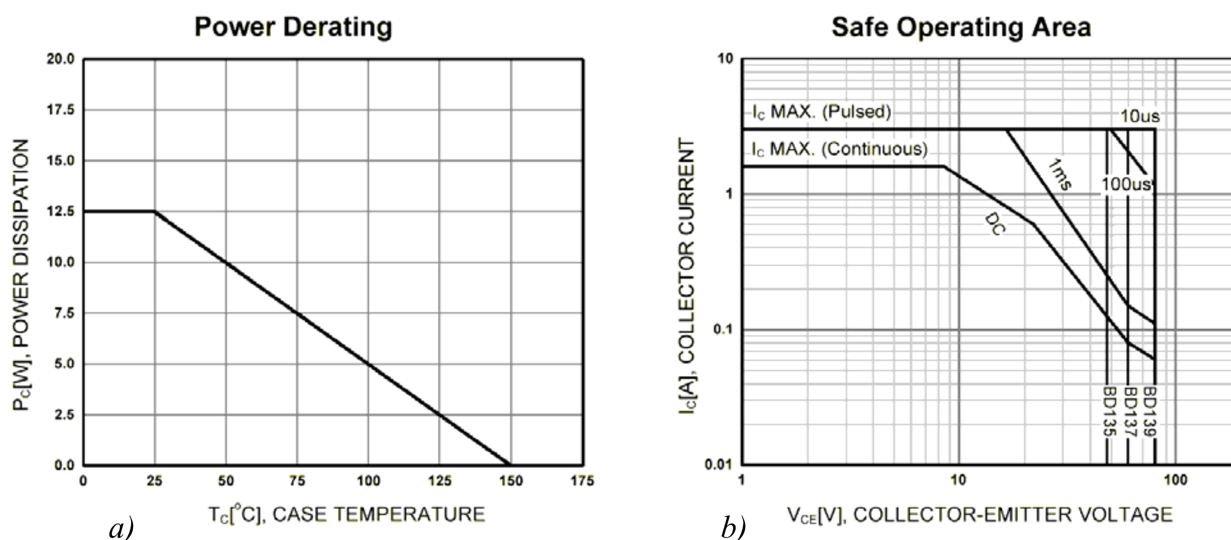


Fig. 3.45. Exemple de caracteristici de catalog ale TB (*npn*, medie putere, tip BD135,137,139): *a)* Reducerea puterii disipate maxime cu temperatura (P_{tot}=12,5W la $T_C \le 25°C$), *b)* Ariile de siguranţă în *cc* şi în regim de impulsuri (I_C=1,5A, I_{CP}=3A, V_{CE0}=60V la BD137).

Aria de siguranţă (Safe Operating Area) reprezintă limitele valorilor tensiunilor V_{CE} şi curenţilor I_C pentru care tranzistorul prezintă un regim termic stabil şi este reprezentată în foile de catalog ca un domeniu al planului I_C–V_{CE} cu axele gradate logaritmic (3.45.*b*). Domeniul cel mai restrictiv este pentru cazul funcţionării tranzistorului în *cc*. Sunt trasate şi domenii admise pentru funcţionare în regim de impulsuri. Aceste domenii sunt limitate de curentul I_C maxim, tensiunea V_{CE} maximă, puterea admisibilă P_{tot} şi curba străpungerii secundare. **Străpungerea secundară** se manifestă prin scăderea bruscă a tensiunii V_{CE}, apare în general la tensiuni mari şi se datorează creşterii densităţii de curent în anumite puncte datorită neregularităţilor de structură, compoziţie sau formă ale tranzistorului. Existând o densitate locală mare de curent cristalul se încălzeşte mai mult în acel punct, ceea ce îi creşte conductivitatea, deci curentul prin această zonă creşte şi mai mult, încălzirea locală şi ea, apare astfel un proces regenerativ. Factorii care favorizează apariţie străpungerii secundare în regim de impulsuri sunt energia impulsului şi temperatura joncţiunii.

Caracteristicile electrice date în cataloagele de tranzistoare indică valorile unor parametrii ai tranzistorului care sunt măsurați la producător în condiții precizate. În general se indică valorile limită garantate de producător sau limitele unor parametrii care delimitează categoriile comerciale de selecție ale tranzistoarelor. Sunt precizate (tabelar) valorile maxime ale curenților de blocare şi ale tensiunilor de saturație măsurate la o temperatură a capsulei $T_C = 25°C$ (uneori se dau şi valorile măsurate la temperatura maximă admisă T_J):

- I_{CB0} – curentul de colector în blocare cu emitorul în gol, măsurat la tensiunea V_{CB} maximă (Collector Cut-off Current, $I_E=0$);
- I_{CE0} – curentul de colector în blocare cu baza în gol, măsurat la tensiunea V_{CE} maximă admisă (Collector Cut-off Current, $I_B=0$);
- $V_{CE(sat)}$ – tensiunea colector-emitor de saturație la un curent dat I_C şi pentru un anumit raport I_C/I_B(=10, de obicei) (Collector-Emitter Saturation Voltage);
- V_{BE} (sau $V_{BE(on)}$) – tensiunea bază-emitor în RAN, măsurată la I_C şi V_{CE} precizate.

Factorul static de amplificare în curent β_N (DC Current Gain), simbolizat h_{FE}, este dat la o anumită valoare a (sau pentru mai multe valori ale) curentului de colector. De obicei se indică valoarea minimă, uneori limitele extreme şi valoarea tipică. Limitele extreme se dau întotdeauna atunci când se face o clasificare a tranzistoarelor în categorii comerciale (marcate pe capsulă cu o litere sau cu un grup de cifre suplimentar), în funcție de factorul de amplificare. Simbolul h_{FE} provine de la numele de "factor hibrid de amplificare directă în conexiunea EC" (**F**orward **h**ybrid Factor for Common **E**mitter) şi reprezintă un parametru de cuadripol al tranzistorului.

Frecvența de tăiere f_T (sau produs amplificare-bandă, Transition Frequency, Current Gain Bandwidth Product) reprezintă frecvența la care factorul static de amplificare în curent β_N devine unitar (în modul). De obicei se precizează valoarea minimă a acestei frecvențe (cu valori uzuale de la 1MHz la 1GHz) la un anumit curent de colector (de obicei curentul la care f_T este maximă).

Parametrii de mai sus sunt dați în aproape toate cataloagele. Uneori, mai ales pentru tranzistoare folosite la aplicații speciale (comutație, înaltă frecvență), se dau şi alți parametrii electrici, ca de exemplu: capacitățile interne, timpii de comutație, factorul de zgomot.

În foile de catalog ale tranzistoarelor, caracteristicile electrice sunt completate adesea cu dependențe grafic ale valorilor tipice ale parametrilor: $V_{CE(sat)}$-I_C, V_{BE}-I_C, f_T-I_C, h_{FE}-I_C şi altele.

3.7.3 Factorul de amplificare în curent

Amplificarea în curent dintre colector şi bază poate fi exprimată static – β_N (ca raport al curenților) sau dinamic – β_0 (ca raport al variațiilor de curent):

$$\beta_N = \frac{I_C}{I_B} \qquad \text{respectiv} \qquad \beta_0 = \frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}i_B}. \tag{3.135}$$

Curenții, respectiv variațiile curenților, sunt considerate într-un *psf* din RAN. În condiții obişnuite, factorii de amplificare nu depind semnificativ de *psf* şi de aceea sunt considerați constanți. Dacă tranzistorul funcționează însă la variații mari ale mărimilor electrice aplicate sau pentru variații mari ale factorilor de mediu (de exemplu a temperaturii T), atunci variația câştigului în curent poate să fie importantă. Analiza detaliată a funcționării tranzistorului [1] arată că $\beta_N=f(I_C, U_{CE}, T)$.

Dependența de temperatură şi de I_C a amplificării în curent este ilustrată în figura 3.45, în care se prezintă curbele tipice pentru un tranzistor *npn* (tip 2N2222) la trei temperaturi diferite. Factorul β_N creşte cu creşterea temperaturii (coeficientul termic poate fi de exemplu k_T=0,7%/°C).

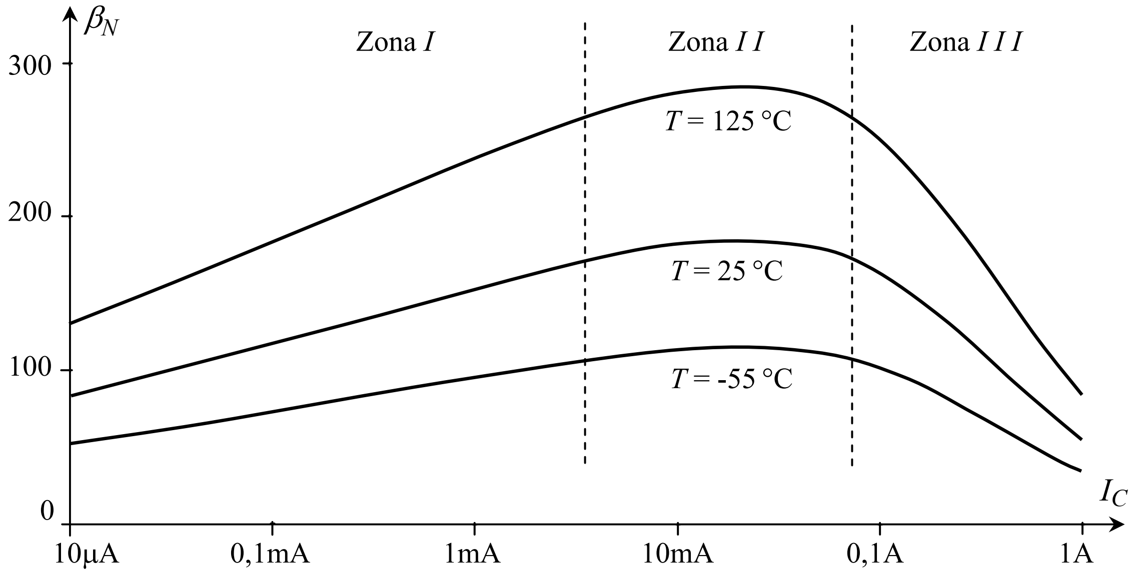


Fig. 3.45. Curbele de dependență $\beta_N - I_C$ (tipice) pentru diferite temperaturi.
Caracteristicile sunt obținute prin simulare (pentru tranzistorul *npn* de tip 2N2222).
Axa curentului I_C este gradată logaritmic pentru a vizualiza un domeniu larg de curenți.

Variația lui β_N cu curentul de colector, evidențiată în figura 3.45, poate fi împărțită în trei zone. Zona I este zona curenților mici, în care β_N scade odată cu scăderea curentului (la curenți de colector foarte mici β_N este proporțional cu $\sqrt{I_C}$). În zona II, care corespunde valorilor medii ale curentului, β_N este aproximativ constant. Zona III este zona de curent mare în care β_N scade odată cu creşterea curentului (la curenți foarte mari factorul de curent este proporțional cu $1/I_C$).

O consecință directă a variației lui β_N este faptul că β_0 are o valoare diferită de β_N. Relația dintre factorii de amplificare poate fi obținută prin diferențierea funcției $i_C = \beta_N i_B$ în raport cu i_B. Folosind relațiile (3.135) se obține:

$$\beta_0 = \frac{\beta_N}{1 - \dfrac{\mathrm{d}\beta_N}{\mathrm{d}i_C}\dfrac{i_C}{\beta_N}}. \tag{3.136}$$

Această relație arată că dacă β_N depinde de i_C, atunci $\beta_0 \neq \beta_N$ (derivata din relația de mai sus este nenulă). Astfel, în zona curenților mici (zona I, unde derivata este pozitivă), $\beta_0 > \beta_N$ iar în zona curenților mari (zona III, unde derivata este negativă), $\beta_0 < \beta_N$. În zona curenților medii, β_N fiind aproximativ constant, derivata din relația precedentă este practic nulă şi $\beta_0 \cong \beta_N$. În calculele uzuale se consideră o valoare unică pentru factorii de amplificare, notată simplu cu β.

Un exemplu numeric poate fi edificator pentru înțelegerea implicațiilor practice ale variației factorului β_N cu curentul de colector. Se consideră tranzistorul cu caracteristicile din figura 3.45 la temperatura normală T=25°C. La curenți medii (5mA … 50mA), $\beta_0 \cong \beta_N \cong 180$. Amplificările scad semnificativ la curenți mari; la I_{C1}=0,13A, $\beta_{N1} \cong 150$ şi la I_{C2}=0,5A, $\beta_{N2} \cong 100$. Aproximând diferențialele din relația (3.136) cu diferențe finite rezultă:

$$\beta_{02} \cong \frac{\beta_{N2}}{1 - \dfrac{\Delta\beta_N}{\Delta i_C}\dfrac{I_{C2}}{\beta_{N2}}} = \frac{100}{1 - \dfrac{150-130}{0{,}5-0{,}13}\cdot\dfrac{0{,}5}{100}} = 60,$$

deci factorul dinamic de amplificare la i_{C2}=0,5A este doar o treime din cel de la curenți medii.

Dependența lui β_N de tensiunea U_{CE} este datorată aşa numitului **efect Early**: creşterea tensiunii U_{CB} ($=U_{CE}-U_{BE}$) duce la creşterea lăţimii regiunii golite a *Jc* şi la micşorarea grosimii efective a bazei (W_B în figura 3.33). Ca urmare se reduce recombinarea în bază, scade curentul de bază pentru acelaşi curent de colector şi creşte β_N (ca raport al curenților I_C/I_B). β_N depinde cu atât mai mult de U_{CE} cu cât tranzistoarele au baza mai îngustă şi implicit un factor β_N mai mare (amplificarea în curent este mare deoarece recombinarea în baza îngustată este mică). Deci pentru ca efectul Early să fie mai puțin important, trebuiesc utilizate tranzistoare cu factorul β_N mai mic.

3.7.4 Factorul de zgomot al tranzistorului

Zgomotul este semnalul nedorit care apare într-un circuit electronic şi care este independent de semnalul util. Ceea ce contează în practică este raportul semnal-zgomot. Tranzistorul prezintă zgomot în tot spectrul de frecvență. Zgomotul este de mai multe tipuri:

- zgomot "de alice", cauzat de distribuția statistică a fluxului de purtători în joncțiunea colector-bază, deoarece trecerea fiecărui purtător prin joncțiune este un eveniment pur aleator (este un zgomot alb deoarece densitatea spectrală a acestui zgomot este independentă de frecvență),
- zgomot termic, datorat agitației termice a purtătorilor (este un zgomot alb, prezent în orice rezistor, indiferent de prezența curentului electric şi este proporțional cu temperatura absolută),
- zgomot de scintilație (de licărire), atribuit generării-recombinării la suprafața dispozitivului, are densitatea spectrală proporțională cu $1/f$, deci este preponderent în domeniul frecvențelor joase.

În consecință, zgomotul propriu al tranzistorului este mare la frecvențe foarte joase, scade până la circa 1kHz, rămâne constant până la frecvențe apropiate de frecvența de la care amplificarea tranzistorului scade, de unde zgomotul începe să crească (relativ la semnalul util).

Aprecierea zgomotului propriu al tranzistorului se face cu ajutorul factorului de zgomot F, exprimat de obicei în decibeli şi care se defineşte ca fiind raportul dintre raportul semnal-zgomot la intrare S_i/N_i şi raportul semnal-zgomot la ieşire S_o/N_o:

$$F=\frac{\text{raportul semnal/zgomot la intrare}}{\text{raportul semnal/zgomot la iesire}}=\frac{S_i\,N_o}{N_i\,S_o}, \tag{3.137}$$

unde S reprezintă puterea de semnal şi N puterea de zgomot. Puterea de zgomot la intrare N_i se consideră că este dată de zgomotul din rezistența sursei, iar puterea de zgomot de la ieşire N_o este puterea totală de zgomot care include atât contribuția circuitului cât şi zgomotul transmis de la rezistența sursei.

Factorul de zgomot oferă o măsură a degradării – determinată de circuitul cu tranzistor – a raportului semnal-zgomot (S/N). De exemplu, dacă raportul S/N la intrarea circuitului este de 50dB iar factorul de zgomot este de 5dB, atunci raportul S/N la ieşire va fi de 45dB. Factorul F este specificat fie pe un domeniu de frecvențe, fie pentru o bandă îngustă Δf, centrată pe o frecvență f (cu $\Delta f \ll f$); în al doilea caz devine factor de zgomot de bandă îngustă.

3.8 ELEMENTELE SUPLIMENTARE ALE MODELULUI DE SEMNAL MIC

Modelele de semnal mic ale TB introduse la analiza tranzistorului în regim dinamic sunt modele simplificate care conțin parametrii de semnal mic esențiali ai tranzistorului şi care permit studiul simplificat al circuitelor. Analiza mai detaliată a fenomenelor care au loc în tranzistor se concretizează în elemente suplimentare ale modelelor de semnal mic. Modelele obținute astfel sunt mai complete (dar mai complexe) şi permit analiza mai exactă a circuitelor cu tranzistoare.

3.8.1 Capacitatea de difuzie a joncțiunii de emitor

Variația sarcinii purtătorilor minoritari în bază $\mathrm{d}Q_b$, datorată variației tensiunii aplicate joncțiunii de emitor $\mathrm{d}u_{BE}$, este modelată prin capacitatea de difuzie a joncțiunii de emitor:

$$C_{de} = \frac{\mathrm{d}Q_b}{\mathrm{d}u_{BE}}, \tag{3.138}$$

La definirea C_{de} intervin doar purtătorii minoritari din bază, deoarece curentul prin joncțiune este de fapt curentul de drift al purtătorilor care trec din emitor în bază (curentul purtătorilor care difuzează din bază în emitor este neglijabil, deoarece gradul de dopare al bazei este mult mai mic decât cel al emitorului).

Sarcina electrică poate fi exprimată ca produs curent-timp. Sarcina din baza tranzistorului şi variația acesteia pot fi exprimate ca fiind:

$$Q_b = \tau_F \cdot I_C, \qquad \text{respectiv} \qquad \mathrm{d}Q_b = \tau_F \cdot \mathrm{d}i_C \tag{3.139}$$

unde τ_F reprezintă timpul mediu de tranzit al purtătorilor minoritari prin bază (pentru funcționare în RAN). Înlocuind (3.139) în (3.138) şi ținând seama de (3.68) şi de (3.67) rezultă:

$$C_{de} = \frac{\tau_F \cdot \mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}u_{BE}} = \tau_F \cdot g_m \qquad \text{şi} \qquad C_{de} = \tau_F \frac{I_C}{U_T}. \tag{3.140}$$

Deci capacitatea de difuzie a joncțiunii de emitor este proporțională cu curentul de colector din *psf.*

3.8.2 Rezistența de ieşire

Rezistența de ieşire a tranzistorului (în conexiunea EC) este:

$$r_o = \frac{\mathrm{d}u_{CE}}{\mathrm{d}i_C}, \tag{3.141}$$

Conform ecuației tranzistorului în RAN, (3.4) sau (3.107), curentul de colector nu depinde de tensiunea u_{CE}. O analiză mai detaliată a fenomenelor din tranzistor pune în evidență însă o astfel de dependență. La creşterea tensiunii de colector u_{CE}, pentru o tensiune de bază constantă U_{BE}, creşte tensiunea de polarizare a joncțiunii de colector $u_{CB}=u_{CE}-U_{BE}$. Ca urmare, creşte lățimea RSS a *Jc*, scade lățimea efectivă a bazei (W_B din figura 3.33), scade recombinarea în bază şi creşte curentul de colector. Din acelaşi curent de emitor (determinat de tensiunea U_{BE} constantă), datorită micşorării recombinării, o fracțiune mai mare ajunge în colector; în sistemul de ecuații (3.107) i_E este constant, α_N şi i_C cresc datorită creşterii factorului de transport în bază β_{tB} din relația (3.105). Acest fenomen este cunoscut sub numele de **efect Early** şi poate fi pus în evidență în caracteristicile statice de ieşire ale TB, trasate cu U_{BE} parametru. Dacă se extrapolează aceste caracteristici, ele se vor întâlni în punctul de coordonate $\{0, -U_A\}$, ca în figura 3.46.

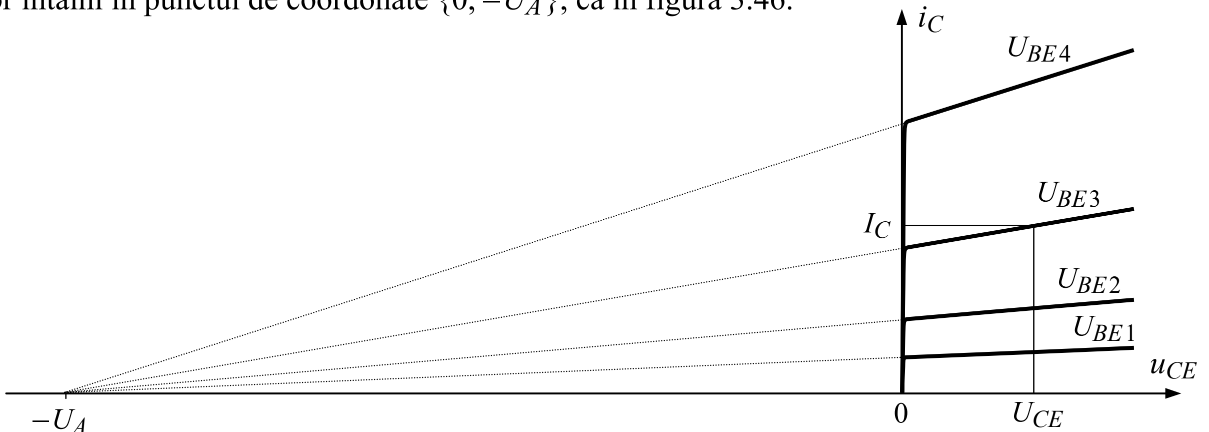


Fig. 3.46. Tensiunea Early U_A pusă în evidență din caracteristicile de ieşire ale TB.

Tensiunea U_A este un parametru al tranzistorului, numit **tensiune Early**, cu valori uzuale de zeci de volți. Panta tangentei caracteristicii de ieşire, determinată geometric (într-un anumit *psf* din RAN, funcție de tensiunea Early) şi relația (3.141), permit calcularea rezistenței de ieşire:

$$\frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}u_{CE}} = \frac{I_C}{U_A + U_{CE}} \cong \frac{I_C}{U_A}, \qquad r_o \cong \frac{U_A}{I_C} \tag{3.142}$$

S-a considerat cazul uzual $U_{CE} \ll U_A$, care simplifică relația de calcul.

Rezistența de ieşire a tranzistorului este invers proporțională cu curentul de colector din *psf* şi se poate exprima în funcție de g_m, la fel ca şi alți parametrii de semnal mic:

$$r_o = \frac{1}{\eta \cdot g_m}, \tag{3.143}$$

unde $\eta = U_T / U_A$ este factorul Early (de exemplu $\eta = 2{,}5\mathrm{x}10^{-4}$ pentru $T = 290\mathrm{K}$ şi $U_A = 100\mathrm{V}$).

3.8.3 Modelul fundamental de semnal mic al TB

Reunirea elementelor de circuit incluse în modelul simplificat din figura 3.24 (g_m şi r_π), cu elementele descrise anterior, conduce la modelul de semnal mic al tranzistorului din figura 3.47. Acest model, valabil în RAN atât pentru tranzistorul *npn* cât şi *pnp*, este denumit modelul π-hibrid. Evaluarea elementelor acestui model presupune determinarea prealabilă a curentul static de colector I_C şi cunoaşterea unui număr relativ mic de parametrii ai tranzistorului: β_0, τ_F şi U_A.

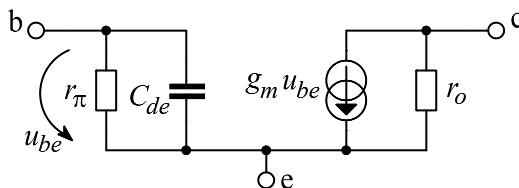


Fig. 3.47. Circuitul echivalent de semnal mic, fundamental, al tranzistorului bipolar.

$$g_m = \frac{I_C}{U_T}, \quad r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m}, \quad C_{de} = \tau_F\, g_m, \quad r_o = \frac{U_A}{I_C}$$

În continuare, acestui model i se vor adăuga elemente suplimentare care modelează efectele parazite şi cele de ordinul doi (mai puțin importante).

Rezistența colector-bază

Un efect de ordinul doi este dat de variațiile tensiunii U_{CE} asupra sarcinii de purtători minoritari din bază. Creşterea tensiunii U_{CE} determină creşterea lățimi regiunii golite a joncțiunii de colector, şi deci, reducerea grosimii bazei (prin efect Early). Ca urmare sarcina totală de purtători minoritari în bază se micşorează, ceea ce corespunde unei scăderi a curentului de bază I_B (scade recombinarea în bază). Deoarece o creştere $\mathrm{d}u_{CE}$ a tensiunii U_{CE} determină o scădere $\mathrm{d}i_B$ a curentului I_B, acest efect se poate modela prin introducerea unei rezistențe r_μ între colector şi bază. Ținând cont de relațiile (3.135) şi (3.141), valoarea acestei rezistențe este:

$$r_\mu = \frac{\mathrm{d}u_{CE}}{\mathrm{d}i_B} = \frac{\mathrm{d}u_{CE}}{\mathrm{d}i_C}\frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}i_B} = r_o \beta_0. \tag{3.144}$$

Această relație este corectă dacă se consideră curentul de bază ca fiind identic cu curentul de recombinare în bază. La tranzistoarele moderne, valoarea curentului de recombinare poate să reprezinte doar 10% din curentul de bază (componenta de difuzie a purtătorilor majoritari din bază spre emitor fiind determinantă pentru I_B). Ca urmare valoarea pentru r_μ poate fi $10\beta_0 r_o$, iar valoarea indicată de relația (3.144) reprezintă limita inferioară pentru r_μ. Datorită valorii foarte mari a acestei rezistențe (MΩ…sute de MΩ) ea este de obicei neglijată.

3.8.4 Elementele parazite ale modelul de semnal mic

Elementele circuitului echivalent de semnal mic descrise până acum sunt fundamentale în sensul că îşi au originea în fenomenele fizice esenţiale din tranzistor. Limitările impuse de procesul tehnologic de fabricaţie introduc elemente parazite care se adăugă circuitului echivalent.

Fiecare joncţiune *pn* prezintă o capacitate de barieră: C_{be} pentru joncţiunea de emitor şi C_{bc} (notată şi cu C_μ) pentru joncţiunea de colector. În cazul tranzistoarele din circuitele integrate (care sunt izolate de substrat printr-o joncţiune polarizată invers) apare şi capacitatea de barieră a joncţiunii colector-substrat C_{cs}. În circuitul echivalent de *ca* această capacitate apare conectată la masă, deoarece substratul unui circuit integrat este conectat la sursa cea mai negativă de tensiune din circuit (pentru a izola componentele între ele printr-o joncţiune polarizată invers).

Alte elemente parazite care pot fi adăugate modelului de *ca* al tranzistoarelor discrete sunt inductivitatea terminalelor şi capacităţile parazite dintre terminale. Acestea au un efect semnificativ doar la frecvenţe foarte mari şi în general sunt neglijate. De altfel, capsulele tranzistoarelor de foarte înaltă frecvenţă sunt realizate astfel încât să reducă la minim capacităţile parazite dintre terminale şi inductivitatea terminalelor (terminalele sunt scurte şi amplasate pe laturi diferite ale capsulei).

Ultimele elemente parazite care trebuiesc adăugate modelului tranzistorului sunt rezistenţele parazite. Aceste rezistenţe sunt determinate de valoarea finită a rezistenţei siliciului din zona cuprinsă între punctul de contact de la suprafaţa siliciului şi tranzistorul intern (vezi figura 3.32).

În serie cu terminalul emitorului apare o rezistenţă cu valoare foarte mică (deoarece emitorul puternic dopat are o conductivitate mare, iar distanţa de la terminalul extern la emitorul intern este foarte mică). Această rezistenţă, numită rezistenţa serie a emitorului se notează cu r_{ex} şi se neglijează întrucât are o valoare foarte mică (fracţiuni de ohmi).

Rezistenţa serie a colectorului are o valoare mult mai mare decât r_{ex} deoarece distanţa de la colectorul tranzistorului intern la terminalul de colector este relativ mare şi conductivitatea regiunii de colector mică (mult mai mică decât a emitorului). Deoarece căderea de tensiune care apare pe această rezistenţă la curenţi mari duce la creşterea tensiunii de saturaţie a tranzistorului, se iau măsuri constructive speciale pentru reducerea ei, astfel încât să ajungă la valori de ordinul ohmilor. De exemplu, la tranzistoarele discrete realizate prin dublă difuzie (ca cel din figura 3.32), substratul tranzistorului are un grad de dopare foarte mare şi implicit o conductivitate mare.

Deoarece rezistivitatea regiunii bazei este mare (baza având un grad de dopare redus), **rezistenţa serie a bazei**, notată cu r_b (sau r_x, sau $r_{bb'}$) are o valoare semnificativă (zeci de ohmi).

Valoarea rezistenţei r_b variază semnificativ în funcţie de curentul de colector I_C din cauza efectului numit **aglomerarea emitorului**. Acest fenomen este o consecinţă a căderii de tensiune ce apare pe materialul semiconductor al bazei datorită curgerii curentului de bază în regiunea de sub emitor (transversală faţă de sensul curentului prin tranzistor, care curge de la emitor la colector). Această cădere de tensiune laterală face ca polarizarea joncţiunii bază-emitor să fie neuniformă, fiind maximă de-a lungul perimetrului emitorului. La curenţi de colector mari, căderea de tensiune laterală nu mai este neglijabilă; ca urmare curentul de emitor se aglomerează pe periferia emitorului, nemaifiind uniform distribuit pe întreaga suprafaţă a emitorului. Deci efectul de tranzistor tinde să aibă loc pe perimetrul emitorului şi nu sub emitor. Ca urmare distanţa de la contactul bazei la regiunea activă a bazei se reduce, iar rezistenţa seria a bazei se micşorează la curenţi de colector mari (la curenţi foarte mari scade cu până la un ordin de mărime din valoarea de la curenţi mici).

Ordinul de mărime al rezistenţelor parazite a fost dat pentru tranzistoarele de medie putere; la tranzistoarele de mică putere aceste rezistenţe pot fi cu un ordin de mărime mai mari, iar la tranzistoarele de putere mare cu un ordin de mărime mai mici.

3.8.5 Circuitul echivalent complet de semnal mic

Dacă se adaugă la circuitul fundamental de semnal mic din figura 3.47 rezistențele şi capacitățile parazite se obține circuitul echivalent complet de semnal mic din figura 3.48. Nodul intern al bazei este notat cu **b'**, diferit de contactul extern al bazei **b**.

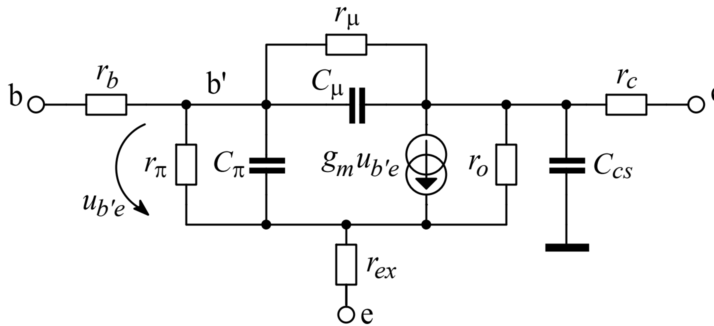


Fig. 3.48. Circuitul echivalent de semnal mic, complet, al unui tranzistor bipolar.

3.8.6 Capacitățile interne ale TB

Capacitatea C_π este compusă din capacitatea de difuzie C_{de} şi cea de barieră C_{be} a joncțiunii de emitor:

$$C_\pi = C_{de} + C_{be}\,. \qquad (3.145)$$

La joncțiunea de emitor (*Je*) polarizată direct, capacitatea de difuzie C_{de} se calculează cu relația (3.140) şi capacitatea de barieră C_{be} se poate estima cu relația (2.92'): $C_{be} \cong 2C_{be0}$, unde C_{be0} este capacitatea de barieră a *Je* la polarizare nulă. La un curent mediu sau mare prin tranzistor, capacitatea de barieră C_{be} este neglijabilă față de cea de difuzie C_{de}.

În cazul joncțiunilor polarizate invers capacitatea de difuzie este practic nulă şi capacitatea de barieră se poate calcula particularizând relația (2.92). Astfel, la tranzistorul *npn*:

$$C_\mu = \frac{C_{\mu 0}}{\left(1 - U_{BC}/U_0\right)^m}\,, \qquad (3.146)$$

unde $C_{\mu 0}$ este capacitatea de barieră la polarizare nulă, U_0 este diferența internă de potențial, U_{BC} este tensiunea de polarizare în sens direct şi m este un exponent a cărui valoare este cuprinsă între 1/3 (la joncțiuni gradate) şi 1/2 (la joncțiuni abrupte); toate aceste valori se referă la joncțiunea colector-bază. Capacitatea C_{cs} a tranzistoarelor integrate se determină cu o relație de acelaşi tip.

Exemplu

Să se deducă elementele circuitului echivalent de semnal mic pentru un tranzistor bipolar care lucrează în punctul static de funcționare: I_C=10mA şi U_{CB}=5V, pentru U_T=25mV.

Parametrii tranzistorului (estimați pe baza datele de catalog ale tranzistorului 2N2222) sunt h_{fe}=200, τ_F=0,6ns, U_A=70V, C_{ob0}=8pF (la U_{CB}=10V), C_{ib0}=30pF (la U_{EB}=0,5V), r_b=20Ω, r_c=2Ω şi $r_\mu = 2\beta_0 r_o$. Cele două joncțiuni se consideră ca fiind gradate cu $m = 1/3$ şi U_0=0,6V.

Semnificația notațiilor de catalog folosite este: $h_{fe}(=\beta_0)$ – factorul de amplificare în regim dinamic (parametrul hibrid este notat în regim dinamic cu indici litere mici), C_{ob0} – capacitatea de ieşire în conexiunea bază comună cu emitorul în gol (Common Base Output Capacitance), C_{ib0} – capacitatea de intrare în conexiunea BC cu colectorul în gol (Common Base Input Capacitance, I_C=0). Capacitatea dată de obicei în catalog este C_μ, notată cu: C_{ob}, C_{ob0}, C_{12e}, sau C_{re} (Common Emitter Reverse Capacitance).

La joncțiunea de emitor polarizată direct, capacitatea de difuzie C_{be} se estimează prin dublarea valorii C_{be0} (2.92'): $C_{be} \cong 2C_{ib0} \cong 60\text{pF}$.

Fiind un calcul estimativ, s-a considerat valoarea capacității dată în catalog, măsurată la 0,5V polarizare inversă, ca fiind aceiaşi cu C_{be0} (la polarizare nulă a joncțiunii emitor-bază).

Din $C_{ob0}=C_{\mu}$, dat la U_{CB}=10V, se determină $C_{\mu0}$ din (3.146) şi apoi cu aceiaşi relație se calculează C_{μ} la tensiunea de polarizare U_{CB}=5V:

$$C_{\mu0} = C_{ob0}\left(1+\frac{U_{CB}}{U_0}\right)^{\frac{1}{3}} = 8\text{p}\cdot\sqrt[3]{1+\frac{10}{0,6}} = 8\text{p}\cdot 2,6 = 21\text{pF}, \qquad C_{\mu} = \frac{21\text{p}}{\sqrt[3]{1+\frac{5}{0,6}}} = \frac{21\text{p}}{2,1} = 10\text{pF}.$$

Din (3.67) se obține transconductanța: $g_m = \frac{I_C}{U_T} = \frac{10\text{m}}{25\text{m}} = 0,4\frac{\text{A}}{\text{V}}\left(=400\frac{\text{mA}}{\text{V}}\right)$.

Capacitatea de difuzie a joncțiunii de emitor se calculează cu relația (3.140):

$$C_{de} = \tau_F \cdot g_m = 0,6\text{n}\cdot 0,4 = 0,24\text{nF} = 240\text{pF},$$

iar C_{π} cu relația (3.145): $C_{\pi} = C_{de} + C_{be} = 240\text{p} + 60\text{p} = 300\text{pF}$.

Din (3.72) rezultă rezistența de intrare: $r_{\pi} = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{200}{0,4} = 500\Omega$.

Rezistența de ieşire este dată de (3.142): $r_o = \frac{70}{10\text{m}} = 7\text{k}\Omega$,

iar rezistența colector-bază este: $r_{\mu} = 2\beta_0 r_o = 2\cdot 200\cdot 7\text{k} = 2,8\text{M}\Omega$.

Circuitul echivalent cu valorile elementelor de semnal mic ale tranzistorului este dat în figura următoare.

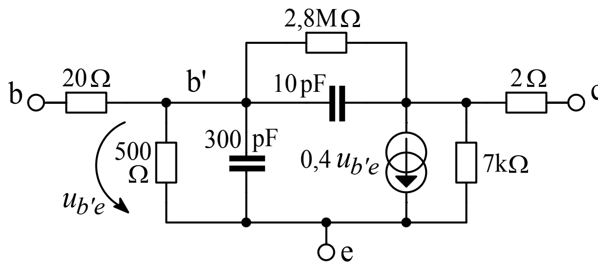


Fig. 3.49. Circuitul echivalent de semnal mic, complet, al unui tranzistor 2N2222 la I_C=10mA şi U_{CB}=5V.

3.8.7 Frecvența de tăiere a tranzistorului

Funcționarea tranzistorului la frecvențe înalte este influențată de capacitățile circuitului echivalent din figura 3.48. În practică, performanțele de frecvență ale tranzistorului sunt specificate prin valoarea frecvenței la care câştigul în curent, în conexiunea EC, în condiții de scurtcircuit la ieşire, devine unitar. Această frecvență notată f_T, se numeşte frecvența de tăiere (sau de tranziție) şi constituie o măsură a frecvenței maxime la care tranzistorul mai poate fi utilizat ca amplificator.

Valoarea frecvenței se poate măsura şi calcula cu circuitul de *ca* din figura 3.50.*a*. Un curent sinusoidal de semnal mic i_b este aplicat în bază şi se măsoară curentul de colector i_c, cu colectorul în scurtcircuit (din punct de vedere al semnalului). Circuitul echivalent de semnal mic pentru această configurație, din figura 3.50.*b*, s-a obținut plecând de la circuitul din figura 3.48 în care s-au neglijat rezistențele r_{ex}, r_{μ} şi r_c.

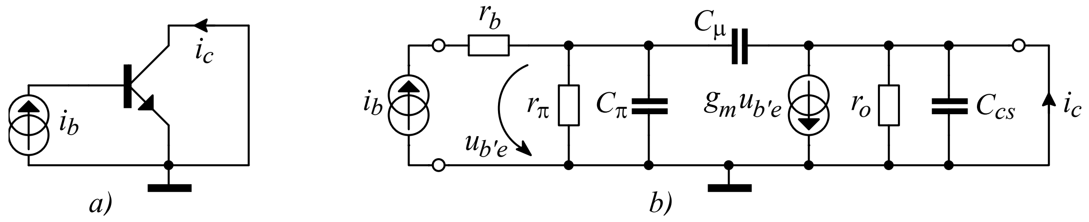


Fig. 3.50. Determinarea frecvenței de tăiere a tranzistorului f_T:
a) schema de curent alternativ, *b)* circuitul echivalent de semnal mic.

Datorită scurtcircuitului de la ieşire, r_o şi C_{cs} nu au nici o influență asupra circuitului. La frecvențe joase condensatoarele din circuit pot fi neglijate şi β_0 se obține din (3.72):

$$\beta_0 = r_\pi\, g_m = \frac{g_m}{g_\pi} \qquad \text{(cu notația } g_\pi = 1/r_\pi\text{)}. \qquad (3.147)$$

Mărimile electrice din circuit fiind sinusoidale se poate face calculul circuitului în complex. Factorul de amplificare în curent al tranzistorului se defineşte ca fiind raportul curenților cu ieşirea în scurtcircuit:

$$\underline{\beta}_0 = \left.\frac{\underline{I}_c}{\underline{I}_b}\right|_{u_{ce}=0}. \qquad (3.148)$$

T1K aplicate în colector şi în bază permit calcularea amplificării complexe:

$$\begin{aligned} \underline{I}_c &= \left(g_m - \mathrm{j}\omega C_\mu\right)\underline{U}_{b'e} \cong g_m\, \underline{U}_{b'e} \\ \underline{I}_b &= [g_\pi + \mathrm{j}\omega(C_\pi + C_\mu)]\,\underline{U}_{b'e} \end{aligned} \qquad (3.149)$$

$$\underline{\beta}_0 = \frac{g_m - \mathrm{j}\omega C_\mu}{g_\pi + \mathrm{j}\omega(C_\pi + C_\mu)} \cong \frac{g_m}{g_\pi + \mathrm{j}\omega(C_\pi + C_\mu)}; \qquad (3.150)$$

În colector, curentul prin C_μ a fost neglijat în raport cu curentul datorat transconductanței.

Ținând seama de (3.147) rezultă:

$$\underline{\beta}_0 = \frac{\beta_0}{1 + \mathrm{j}\omega\dfrac{C_\pi + C_\mu}{g_\pi}} = \frac{\beta_0}{1 + \mathrm{j}\omega r_\pi (C_\pi + C_\mu)}. \qquad (3.151)$$

La frecvențe înalte partea imaginară a numitorului este dominantă şi deci:

$$\beta_0(\mathrm{j}\omega) \cong \frac{\beta_0}{\mathrm{j}\omega r_\pi (C_\pi + C_\mu)} = \frac{r_\pi\, g_m}{\mathrm{j}\omega r_\pi (C_\pi + C_\mu)} = \frac{g_m}{\mathrm{j}\omega (C_\pi + C_\mu)}. \qquad (3.152)$$

Din (3.152) rezultă pulsația şi frecvența de tăiere a tranzistorului pentru $|\beta_0(\mathrm{j}\omega)| = 1$:

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} \qquad \text{sau} \qquad f_T = \frac{1}{2\pi}\frac{g_m}{C_\pi + C_\mu}. \qquad (3.153)$$

Modulul amplificării, calculat din (3.152) şi ținând seama de (3.153), este:

$$|\beta_0(\mathrm{j}\omega)| \cong \frac{g_m}{\omega(C_\pi + C_\mu)} = \frac{\omega_T}{\omega}. \qquad (3.154)$$

Acest rezultat semnifică faptul că produsul amplificare-bandă (de frecvențe) este constant şi egal cu frecvența de tăiere:

$$|\beta_0(\mathrm{j}\omega)| \cdot \omega = \omega_T, \qquad \text{sau mai simplu,} \qquad \beta_0(f) \cdot f = f_T. \qquad (3.155)$$

Relația anterioară este adevărată pentru frecvențe suficient de mari, mai concret dacă partea imaginară a numitorului din relația (3.151) este mult mai mare decât unitatea:

$$\omega r_\pi (C_\pi + C_\mu) >> 1, \quad \text{adică} \quad \omega >> \frac{1}{r_\pi (C_\pi + C_\mu)} = \frac{g_m}{\beta_0 (C_\pi + C_\mu)} = \frac{\omega_T}{\beta_0} = \omega_\beta, \qquad (3.156)$$

unde ω_β reprezintă pulsația de frângere, pulsația la care partea reală este egală cu partea imaginară a lui $\beta_0(\mathrm{j}\omega)$. Prin urmare ω_β se defineşte ca fiind pulsația la care modulul amplificării în curent scade la $\beta_0/\sqrt{2}$ (scade cu 3dB față de amplificarea de la frecvențe joase).

Dependența amplificării în curent de frecvență poate fi ilustrată ca în figura 3.51.

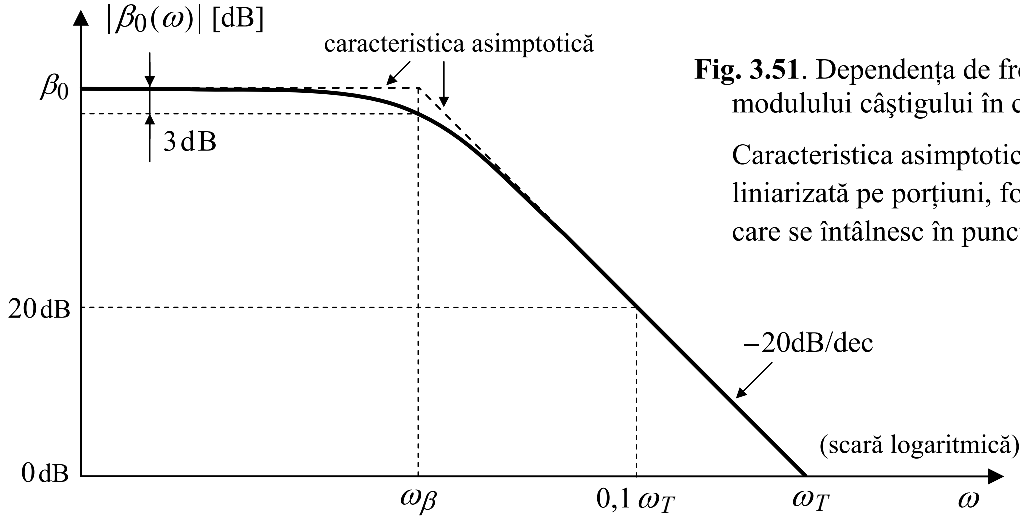


Fig. 3.51. Dependența de frecvență (pulsație) a modulului câştigului în curent la semnal mic.

Caracteristica asimptotică este funcția $|\beta_0(\omega)|$ liniarizată pe porțiuni, formată din semidreptele care se întâlnesc în punctul $\{\beta_0,\ \omega_\beta\}$.

Determinarea experimentală a pulsației (frecvenței) de tăiere se face prin măsurarea mărimii $|\beta_0(\mathrm{j}\omega)|$ la o pulsație la care valoarea sa este de 5…10, iar ω_T se calculează din relația (3.155). În figura 3.51 s-a reprezentat cazul în care $|\beta_0(\mathrm{j}\omega)| = 10(=20\mathrm{dB})$, caz în care $\omega = 0,1\,\omega_T$. Caracteristica în zona în care se face măsurarea are o pantă de −20dB/decadă, adică amplificarea scade cu 20dB pentru o creştere a frecvenței cu un factor 10 (o decadă).

Ținând seama (3.153) şi de (3.140), constanta de timp τ_T asociată pulsației de tăiere este:

$$\tau_T = \frac{1}{\omega_T} = \frac{C_\pi + C_\mu}{g_m} = \frac{C_{de}}{g_m} + \frac{C_{be}}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m} = \tau_F + \frac{C_{be}}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m}, \qquad (3.157)$$

expresie care arată că τ_T este dependentă de curentul de colector I_C din *psf* (prin intermediul lui g_m) atingând o valoare constantă la valori mari ale curentului de colector. La valori mici ale curentului I_C termenii care conțin capacitățile C_{be} şi C_μ sunt dominanți, determinând o creştere a lui τ_T şi respectiv o scădere a frecvenței f_T, odată cu scăderea curentului I_C. Această comportare este ilustrată în figura 3.52 care reprezintă o curbă tipică a dependenței frecvenței f_T de curentul static de colector I_C. Această teorie simplă nu prevede scăderea frecvenței f_T la curenți mari de colector; scădere datorată creşterii constantei τ_T ca urmare a efectelor de nivel mare de injecție (la curenți mari, concentrația purtătorilor minoritari din bază devine comparabilă cu concentrația purtătorilor majoritari). Practic, din caracteristica de catalog $\mathrm{f_T}$-$\mathrm{I_C}$ se determină valoarea maximă a frecvenței de tăiere $f_{T\max}$ (sau se poate considera valoarea de catalog $\mathrm{f_T}$ ca fiind $f_{T\max}$). Folosind această mărime, se poate calcula constanta τ_F (necesară la determinarea capacității de difuzie C_{de} din baza tranzistorului):

$$\tau_F = \frac{1}{2\pi f_{T\max}}. \qquad (3.158)$$

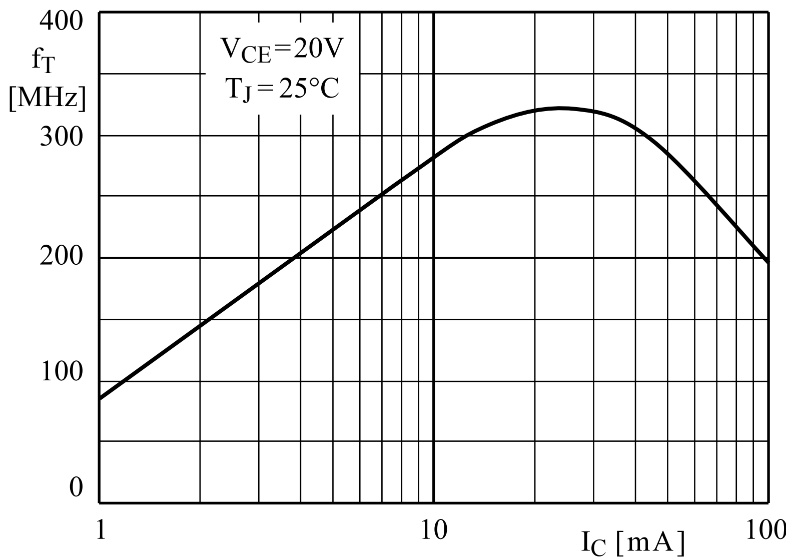


Fig. 3.52. Dependenţa tipică $f_T(I_C)$ pentru tranzistorul 2N2222 (trasată pe baza caracteristicii de catalog).

Exemplu

a) La un curent de colector I_{C1}=1mA, tranzistorul a cărui caracteristică este dată în figura 3.52, are o frecvenţă de tăiere f_{T1}=90MHz, iar la I_{C2}=4mA, f_{T2}=200MHz. Să se calculeze τ_T şi C_{be}, presupunând că ambele mărimi sunt constante. Se consideră C_μ= 8pF, U_T= 25mV şi se neglijează efectele legate de nivelul mari de injecţie (valorile fiind din zona curenţilor mici).

b) Considerând $f_{T\max}$=320MHz să se calculeze τ_T cu relaţia (3.158) şi să se compare cu rezultatul obţinut prin metoda precedentă.

Rezolvare: *a)* Valorile constantelor de timp corespunzătoare frecvenţelor de tăiere sunt:

$$\tau_{T1} = \frac{1}{2\pi f_{T1}} = 1{,}76\text{ns}, \qquad \tau_{T2} = \frac{1}{2\pi f_{T2}} = 0{,}8\text{ns}.$$

Înlocuind aceste date în (3.157) şi cu g_m calculată din (3.67), rezultă sistemul de ecuaţii:

$$\begin{aligned} 1{,}76\text{n} &= \tau_F + 25(C_\mu + C_{be}) \\ 0{,}8\text{n} &= \tau_F + 6{,}25(C_\mu + C_{be}) \end{aligned},$$

din care se determină C_{be} (scăzând a doua ecuaţie din prima) şi τ_F:

$$C_\mu + C_{be} = 0{,}96\text{n}/18{,}75 \cong 51\text{pF}, \quad C_{be} = 51\text{p} - 8\text{p} = 43\text{pF}, \quad \tau_F = 1{,}76\text{n} - 25\cdot 51\text{p} = 0{,}48\text{ns}.$$

b) Din (3.158) rezultă: $\tau_F = 1/(2\pi f_M) = 1/(2\pi\cdot 320\text{M}) = 0{,}5\text{ns}$, valoare practic egală cu cea determinată la punctul precedent.

În concluzie, relaţia simplificată, (3.158), este suficient de precisă pentru calculul τ_T.

În final trebuie precizat că modelul complet al tranzistorului bipolar (care a fost utilizat în această analiză) este potrivit numai pentru frecvenţe mai mici decât circa $0{,}2\omega_T$, pentru frecvenţe mai mari, r_b şi C_π trebuiesc consideraţi ca elemente cu parametrii distribuiţi. O altă observaţie referitoare la modelul de înaltă frecvenţă al tranzistorului din figura 3.48, este că la frecvenţe mai mari decât circa $10\omega_\beta$, se poate ignora rezistenţa r_π (capacitatea C_π fiind dominantă, $X_{C\pi} \ll r_\pi$). Rezistenţa r_b rămâne singurul element rezistiv la intrare şi are un rol major în ceea ce priveşte comportarea tranzistorului la frecvenţe mari. De aceea, determinarea precisă a rezistenţei r_b se poate face printr-o măsurătoare la înaltă frecvenţă.

3.8.8 Modelele de cuadripol

Modelele tranzistorului prezentate până acum se numesc modele naturale deoarece au fost obținute în mod natural, prin analiza fenomenelor fizice din tranzistor. O altă metodă de analiză, principial diferită, este utilizarea teoriei cuadripolilor pentru modelarea tranzistoarelor.

Dacă semnalele aplicate unui tranzistor sunt suficient de mici, atunci comportarea acestuia este liniară şi tranzistorul se poate aproxima în *ca* cu un cuadripol liniar activ, în care intrarea şi ieşirea au o bornă comună (figura 3.53.*a*). Modelul de cuadripol este un model matematic, care are la bază ecuațiile cuadripolului scrise între cele patru mărimi de *ca*: u_i, i_i, u_o, i_o. Există şase moduri posibile în care pot fi alese variabilele independente, la care corespund şase sisteme de ecuații, fiecare sistem fiind caracterizat de patru parametrii, numiți **parametrii de cuadripol**. Dintre aceste sisteme, la tranzistoare cel mai utilizat este sistemul cu parametrii hibrizi (*h*):

$$a)\ \begin{cases} u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \\ i_2 = h_{21} i_2 + h_{22} u_2 \end{cases}, \qquad \text{sau} \qquad b)\ \begin{cases} u_i = h_i i_i + h_r u_o \\ i_o = h_f i_i + h_o u_o \end{cases}; \tag{3.159}$$

iar în domeniul frecvențelor înalte se folosesc ecuațiile cu parametrii admitanță (y):

$$a)\ \begin{cases} i_1 = y_{11} u_1 + y_{12} u_2 \\ i_2 = y_{21} u_2 + y_{22} u_2 \end{cases}, \qquad \text{sau} \qquad b)\ \begin{cases} i_i = y_i u_i + y_r u_o \\ i_o = y_f u_i + y_o u_o \end{cases}. \tag{3.160}$$

Modul consacrat de notare în ecuațiile de cuadripol este cu indicii 1 şi 2 pentru variabilele de intrare şi de ieşire şi cu indicii matriciali pentru parametrii de cuadripol (*a*). Se va prefera utilizarea notațiilor mai descriptive (*b*): indicii *i* şi *o* pentru variabilele de intrare şi de ieşire iar indicii parametrilor de cuadripol vor fi notați cu inițialele unor cuvinte din limba engleză: *i* de la intrare (*input*), *r* de la invers (*reverse*), *f* de la direct (*forward*) şi *o* de la ieşire (*output*).

Parametrii de cuadripol depind de temperatură şi de punctul static de funcționare. În general, ei variază şi cu frecvența, fiind mărimi complexe. La frecvențe joase pot fi considerați ca mărimi reale, independente de frecvență. Spre deosebire de parametrii naturali, parametrii de cuadripol depind de conexiunea tranzistorului. Pentru a indica conexiunea la care se referă parametrii, acestora li se mai adaugă încă un indice: *e* pentru conexiunea emitor comun (EC), *b* pentru conexiunea bază comună (BC) şi *c* pentru conexiunea colector comun (CC).

Pe baza ecuațiilor (3.159) se obține modelul cu parametrii *h* din figura 3.53.*b*. Prima ecuație indică conectarea în serie (T2K) a rezistenței de intrare cu o sursă de tensiune (controlată de tensiunea de ieşire), iar cea de-a doua ecuație indică legarea paralel dintre o sursă de curent (controlată de curentul de intrare) şi conductanța de ieşire (T1K).

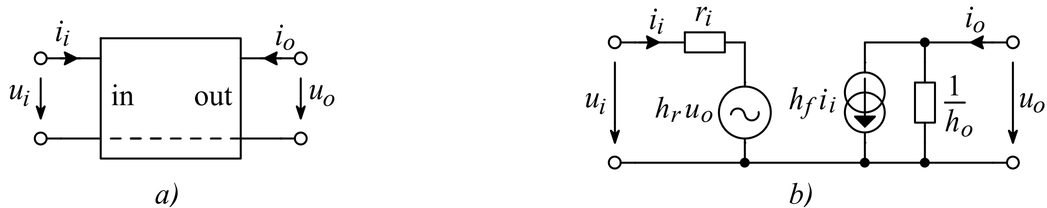


Fig. 3.53. Cuadripol în regim dinamic:
a) Schema bloc cu mărimile electrice de cuadripol, *b)* Circuitul echivalent cu parametrii *h*.

Din relațiile (3.159) rezultă semnificația parametrilor *h*:

$h_i = \left.\frac{u_i}{i_i}\right|_{u_o=0}$ – impedanța de intrare cu ieşirea în scurtcircuit;

$h_r = \left.\dfrac{u_i}{u_o}\right|_{i_i=0}$ – factorul de transfer invers în tensiune, cu intrarea în gol (factor de reacție);

$h_f = \left.\dfrac{i_o}{i_i}\right|_{u_o=0}$ – factor de transfer direct în curent, cu ieşirea în scurtcircuit (amplificare în curent);

$h_o = \left.\dfrac{i_o}{u_o}\right|_{i_i=0}$ – admitanța de ieşire cu intrarea în gol.

Parametrii hibrizi sunt diferiți din punct de vedere dimensional şi se obțin prin măsurători efectuate în condiții de gol sau de scurtcircuit pentru componenta de *ca* (de semnal).

În unele cataloage se dau valorile parametrilor *h* la joasă frecvență (1 kHz), pentru un anumit *psf* (de exemplu I_C=1mA şi U_{CE}=5V) şi o anumită temperatură (25°C). De asemenea, în foile de catalog se dau uneori curbe tipice de variație, care prezintă modificarea relativă a parametrilor față de valoarea de referință.

Relațiile dintre parametrii hibrizi şi parametrii naturali

Parametrii de cuadripol depind de *psf*, temperatură, frecvență şi de conexiunea tranzistorului. Parametrii naturali, ai modelului π-hibrid de exemplu, sunt obținuți pe baza analizei modului de funcționare al tranzistorului şi nu depind de conexiunea tranzistorului sau de frecvență (în anumite limite). Se cunoaşte, de asemenea, modul cum se modifică aceşti parametrii cu *psf* al tranzistorului. Din aceste motive, modelele naturale sunt preferate la proiectarea circuitelor cu tranzistoare. Parametrii hibrizi sunt folosiți în principal pentru determinarea parametrilor modelului natural. În continuare se va prezenta o metodă de măsurare a parametrilor *h* şi se vor introduce formulele care permit trecerea de la parametrii *h* la parametrii modelului π-hibrid.

Ecuațiile cu parametrii *h* pentru tranzistorul în conexiunea EC (cu intrarea în bază şi ieşirea în colector) devin:

$$\begin{cases} u_b = h_{ie} i_b + h_{re} u_c \\ i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} u_c \end{cases}; \qquad (3.161)$$

Pentru măsurarea parametrilor h_{ie} şi h_{fe}, se poate utiliza circuitul din figura 3.54.*a*. La acest circuit condensatoarele au valori suficient de mari pentru a putea fi considerate scurtcircuite la frecvența de lucru (teoretic au valoare infinită). Rezistența de polarizare a bazei R_B are o valoare mare, iar rezistența R_C este dimensionată pentru a fixa tensiunea de colector dorită. Rezistența de sarcină R_L este mică, astfel încât colectorul să fie practic scurtcircuitat la masă:

$$i_c \cong i_o = -\frac{u_c}{R_L}. \qquad (3.162)$$

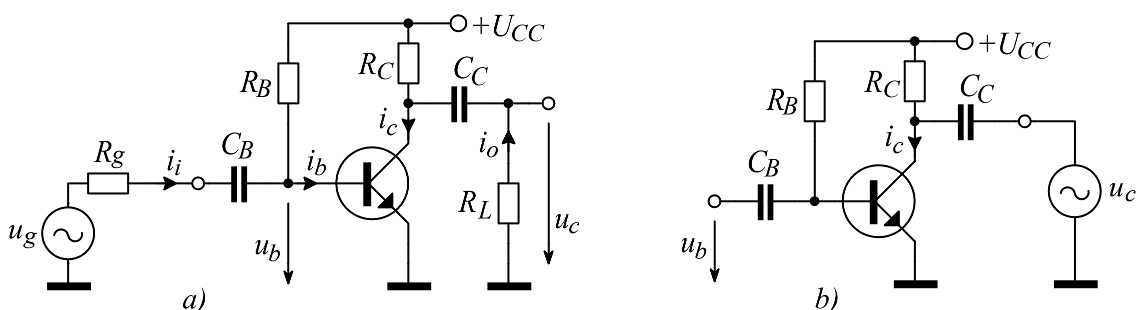


Fig. 3.54. Circuite pentru măsurarea parametrilor hibrizi: *a)* h_{ie}, h_{fe} şi *b)* h_{re}.

Semnalul de intrare i_i este determinat din legea lui Ohm aplicată rezistenței R_g de valoare cunoscută. Dacă R_B este mare, atunci:

$$i_b \cong i_i = \frac{u_g - u_b}{R_g}. \quad (3.163)$$

Tensiunea de semnal de la intrare u_b poate fi măsurată în baza tranzistorului. Folosind curenții determinați anterior, se pot calcula parametrii h_{ie} şi h_{fe}:

$$h_{ie} = \frac{u_b}{i_b} \quad \text{şi} \quad h_{fe} = \frac{i_c}{i_b}. \quad (3.164)$$

Măsurarea h_{re} se poate face cu circuitul din figura 3.54.*b*. Şi la acest circuit R_B trebuie să fie mare (mult mai mare decât r_π) iar tensiunea de intrare u_b se măsoară cu un voltmetru a cărui rezistență internă este mare, asigurându-se astfel condiția de mers în gol la intrare. Parametrul h_{re} se calculează conform definiției:

$$h_{re} = \frac{u_b}{u_c}. \quad (3.165)$$

Rezistența de ieşire h_{oe} este prin definiție panta caracteristicilor de ieşire ale tranzistorului şi de aceea poate fi determinată din caracteristicile statice ale tranzistorului în conexiunea EC. (Determinarea h_{oe} din circuitul din figura 3.54.*b* este principial posibilă, însă erorile de măsură pot fi mari, deoarece h_{oe} poate fi mult mai mare decât rezistența R_C cu care apare în paralel, în regim dinamic.)

Pentru a obține legătura dintre parametrii h_{ie} şi h_{fe} şi parametrii modelului π-hibrid, se folosesc relațiile obținute din schema echivalentă din figura 3.55.*a*:

$$h_{ie} = r_b + (r_\pi \parallel r_\mu) \cong r_b + r_\pi \quad (3.166)$$

şi

$$h_{fe} = g_m r_\pi. \quad (3.167)$$

Se poate observa că, prin definiție, h_{fe} este identic cu β_0 şi că relația (3.167) este identică cu formulele utilizate anterior pentru β_0, de exemplu (3.147).

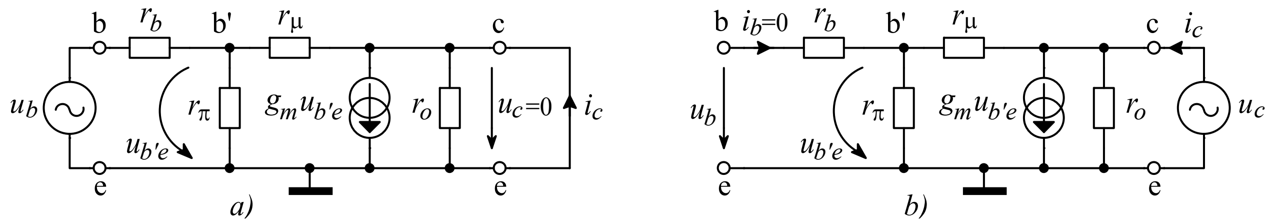


Fig. 3.55. Circuite echivalente de *ca* utilizate pentru a obține relațiile dintre parametrii hibrizi şi parametrii naturali: *a)* pentru h_{ie} şi h_{fe}; *b)* pentru h_{re} (şi h_{oe}).

Expresiile pentru h_{ie} şi h_{fe} se pot calcula din circuitul echivalent din figura 3.55.*b*:

$$h_{re} = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_\mu} \cong \frac{r_\pi}{r_\mu} \quad (3.168)$$

şi

$$h_{oe} \cong \frac{1}{r_o} + \frac{\beta_0}{r_\mu}. \quad (3.169)$$

Expresiile de mai sus pot fi utilizate pentru a calcula parametrii modelului π-hibrid cu ajutorul parametrilor hibrizi măsurați:

$$g_m = \frac{I_C}{U_T}, \quad (3.170)$$

$$r_\pi = \frac{h_{fe}}{g_m}, \tag{3.171}$$

$$r_b = h_{ie} - r_\pi, \tag{3.172}$$

$$r_\mu = \frac{r_\pi}{h_{re}}, \tag{3.173}$$

$$r_o = \left(h_{oe} - \frac{h_{fe}}{r_\mu}\right)^{-1} = \frac{V_A}{I_C}. \tag{3.174}$$

Deoarece $r_b \ll r_\pi$, ecuația (3.172) nu va duce la o determinare precisă a rezistenței r_b. De fapt, deoarece rezistența serie a bazei r_b are un rol major la înaltă frecvență (după cum s-a arătat într-un paragraf anterior), ea se poate determina precis printr-o măsurare de înaltă frecvență.

Exemplu

Se consideră circuitul din figura 3.54.*a* cu R_g=10kΩ, R_B=100kΩ, R_C=10kΩ şi R_L=100Ω. Valorile efective ale tensiunilor alternative, măsurate la joasă frecvență sunt: U_g=15mV, U_b=5mV şi U_c=20mV.

a) Să se calculeze h_{ie} şi h_{fe} atât aproximativ (conform relațiilor anterioare) cât şi exact (ținând seama şi de curenții care circulă prin R_B şi prin R_C).

b) Dacă r_b= 50Ω (determinată pe baza unei măsurători suplimentare efectuată la înaltă frecvență), să se calculeze r_π, r_e, g_m şi I_C.

c) Circuitului modificat conform figurii 3.54.*b* i se aplică un semnal U_g=5V cu frecvență foarte mică. Dacă s-a măsurat U_b=1mV să se calculeze h_{re}.

d) Cu rezultatele de la punctul *c* şi *b* să se calculeze r_μ. Să se determine frecvența la care reactanța condensatorului C_μ=10pF este egală cu r_μ.

Tensiunea termică este U_T=25mV şi condensatoarele se consideră scurtcircuite în *ca*.

Rezolvare: *a)* Valorile efective ale componentelor de *ca* ale curenților prin tranzistor, calculate aproximativ conform (3.162) şi (3.163), sunt:

$$I_c \cong I_o = \frac{U_c}{R_L} = \frac{20\text{m}}{100} = 0{,}2\text{mA} \quad \text{şi} \quad I_b \cong I_i = \frac{U_g - U_b}{R_g} = \frac{15\text{m} - 5\text{m}}{10\text{k}} = 1\mu\text{A}.$$

Parametrii h_{ie} şi h_{fe}, calculați aproximativ conform (3.164), sunt:

$$h_{ie} = \frac{U_b}{I_b} = \frac{5\text{m}}{1\mu} = 5\text{k}\Omega \quad \text{şi} \quad h_{fe} = \frac{I_c}{I_b} = 200.$$

Valorile exacte ale curenților, calculați ținând seama şi de rezistențele R_B şi R_C, sunt:

$$I_c = I_o - \frac{U_c}{R_C} = \frac{U_c}{R_L} - \frac{U_c}{R_C} = 0{,}2\text{m} - \frac{20\text{m}}{10\text{k}} = 198\mu\text{A} \quad \text{şi}$$

$$I_b = I_i - \frac{U_b}{R_B} = \frac{U_g - U_b}{R_g} - \frac{U_b}{R_B} = \frac{15\text{m} - 5\text{m}}{10\text{k}} - \frac{5\text{m}}{100\text{k}} = 0{,}95\mu\text{A}$$

Parametrii h_{ie} şi h_{fe}, calculați conform (3.164) considerând valorile exacte ale curenților:

$$h_{ie} = \frac{5\text{m}}{0{,}95\mu} = 5{,}26\text{k}\Omega \quad \text{şi} \quad h_{fe} = \frac{198\mu}{0{,}95\mu} = 208{,}4$$

sunt cu 5,2%, respectiv cu 4,2% mai mari decât valorile calculate aproximativ. Diferenţa destul de mică dintre valorile exacte şi cele aproximate permite utilizarea relaţiilor aproximative (pentru $R_B \gg h_{ie}$ şi $R_C \gg R_L$).

b) Din (3.166) se determină r_π: $r_\pi = h_{ie} - r_b = 5260 - 50 \cong 5{,}2\text{k}\Omega$.

Pe baza relaţiilor (3.171) şi (3.170) se determină g_m şi I_C:

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi} = \frac{208}{5{,}2\text{k}} = 40\frac{\text{mA}}{\text{V}} \quad \text{şi} \quad I_C = g_m \cdot U_T = 40\text{m} \cdot 25\text{m} = 1\text{mA}.$$

Rezistenţa de intrare în emitor r_e se poate determina din (3.76): $r_e \cong \frac{1}{g_m} = 25\Omega$.

c) Din (3.165) se calculează h_{re}: $h_{re} = \frac{U_b}{U_c} = \frac{1\text{m}}{5} = 2 \cdot 10^{-4}$.

d) Din (3.168) se determină r_μ: $r_\mu = \frac{r_\pi}{h_{re}} = \frac{5{,}2\text{k}}{0{,}2\text{m}} = 26\text{M}\Omega$.

Se remarcă valoarea foarte mare a acestei rezistenţe. Reactanţa condensatorului C_μ este egală cu r_μ la o frecvenţă destul de mică:

$$X_{C\mu} = \frac{1}{2\pi f C_\mu} = r_\mu \quad \Rightarrow \quad f = \frac{1}{2\pi C_\mu r_\mu} = \frac{1}{2\pi \cdot 10\text{p} \cdot 26\text{M}} = 612\text{Hz}.$$

Astfel, pentru ca eroarea datorată capacităţii C_μ (care apare în schema echivalentă a tranzistorului în paralel cu r_μ) să fie nesemnificativă, măsurătoarea de la punctul *c* trebuie efectuată la o frecvenţă mult mai mică decât frecvenţa de mai sus (de exemplu la o frecvenţă de 100 de ori mai mică, 6Hz în acest caz, deci o frecvenţă foarte mică).

3.9 MODELAREA TB ÎN SPICE

Consideraţiile generale referitoare la modelare şi la programul de simulare SPICE care au fost prezentate în subcapitolul 2.6 (despre modelarea diodelor în SPICE) se aplică şi tranzistoarelor şi nu vor mai fi reluate. În continuare sunt prezentate modelele utilizate de simulator pentru tranzistoarele bipolare şi un exemplu de simulare.

3.9.1 Modelul SPICE al TB

Modelul SPICE de semnal mare al TB are la bază schema echivalentă din figura 3.56. Sursele de curent i_B şi i_C sunt controlate de u_{BE} şi de u_{BC} conform relaţiilor date la modelul de transport al tranzistorului – (3.116) pentru i_B şi (3.118) pentru i_C.

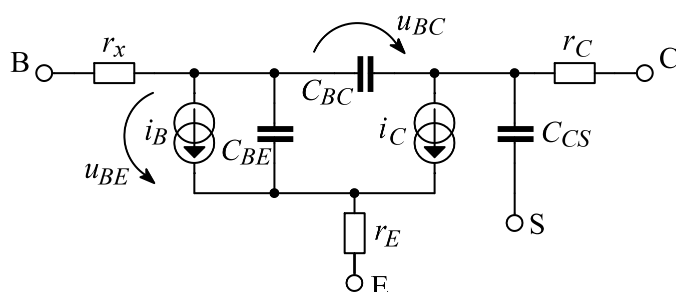


Fig. 3.56. Modelul de semnal mare al TB folosit în SPICE.

Modelul diodei exponențiale, relația (2.63), conține un indice suplimentar n, care ține seama de abaterile față de caracteristica ideală a joncțiunii. La ecuațiile modelului de transport acest indice, numit coeficient de emisie, a fost considerat unitar. Modelul SPICE al TB permite definirea unor coeficienți de emisie neunitari, câte unul pentru fiecare joncțiune.

După cum se poate vedea din figură, modelul SPICE include rezistențele ohmice ale celor trei regiuni ale tranzistorului: r_C pentru colector, r_x pentru bază şi r_E pentru emitor. Funcționarea dinamică a tranzistorului este modelată de cele două capacități neliniare C_{BE} şi C_{BC}, care sunt compuse fiecare dintr-o capacitate de difuzie şi una de barieră. La tranzistoarele din circuitele integrate se utilizează şi capacitatea de barieră a joncțiunii colector-substrat C_{CS}.

Pentru analiza de semnal mic în RAN, modelul SPICE se reduce la circuitul echivalent complet din figura 3.48.

Modelul SPICE al TB include peste 40 de parametrii. Cei mai importanți dintre aceştia sunt dați în tabelul 3.2. Sunt listate, de asemenea, valorile implicite ale acestor parametrii (utilizate de SPICE în absența unor valori specificate de utilizator) şi valorile pentru tranzistorul 2N2222 (literele reprezintă multiplicatori: f – fempto,10^{-15}; p – pico,10^{-12}; n – nano,10^{-9}; u – micro,10^{-6}).

Tab. 3.2. Parametrii mai importanți ai modelului de tranzistor bipolar din SPICE

Numele SPICE	Parametrul modelului	Simbol	Unitatea de măsură	Valoarea predefinită	Exemplu (2N2222)
IS	Curentul de saturație	I_S	A	1E –16	14.37f
BF	Câştigul în curent direct	β_N, β	-	100	150
BR	Câştigul în curent invers	β_I	-	1	6
NF	Coeficientul de emisie direct	n	-	1	-
NR	Coeficientul de emisie invers	-	-	1	-
VAF	Tensiunea Early directă	U_A	V	∞	74
VAR	Tensiunea Early inversă	-	V	∞	-
RC	Rezistența serie a colectorului	r_C	Ω	0	1
RB	Rezistența serie a bazei	r_x	Ω	0	10
RE	Rezistența serie a emitorului	r_E	Ω	0	-
TF	Timpul de tranzit direct	τ_F	s	0	411p
TR	Timpul de tranzit invers	-	s	0	46.9n
CJE	Capacitatea B-E la polarizare nulă	C_{be0}	F	0	22p
VJE	Diferența internă de potențial a *Je*	-	V	0,75	-
MJE	Coeficientul de „gradare" al *Je*	-	-	0,33	0.377
CJC	Capacitatea B-C la polarizare nulă	$C_{\mu 0}$	F	0	7.3p
VJC	Diferența internă de potențial a *Jc*	U_0	V	0,75	-
MJC	Coeficientul de „gradare" al *Jc*	m	-	0,33	0.34
CJS	Capacitatea C-S la polarizare nulă	C_{cs0}	F	0	-
VJS	Diferența internă de potențial a joncțiunii colector-substrat (*Jcs*)	-	V	0,75	-
MJS	Coeficientul de „gradare" al *Jcs*	-	-	0	-

3.9.2 Exemple de simulare; Etaj de amplificare cu TB

Pe parcursul acestui capitol au fost folosite rezultatele simulărilor unor circuite cu tranzistor bipolar la: caracteristicile statice ale TB, curbele de dependenţă $\beta_N - I_C$ şi la analiza comutaţiei. Aceste simulări pot fi reluate ca exerciţii de simulare a unor circuite simple cu tranzistoare. Se recomandă simularea regimului tranzitoriu al circuitului din figura 3.38.*a* (folosind modelul tranzistorului 2N2222 cu parametrii din paragraful anterior) şi compararea rezultatelor (obţinute pentru diferite valori ale componentelor de circuit) cu rezultatele din figura 3.40.

În continuare se vor compara rezultatele calculului simplificat cu rezultatele simulării pentru un circuit de amplificare de semnal mic cu TB.

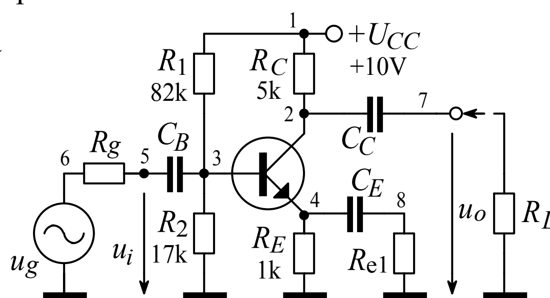
Exemplu de simulare

a) Pentru amplificatorul din figura alăturată să se calculeze *psf* pentru un tranzistor 2N2222 cu β=150, U_{BE} = 0,7V şi să se compare cu *psf* obţinut prin simulare.

Dacă generatorul de la intrare are amplitudinea U_{g_vf} = 20mV şi rezistenţa internă R_g = 5kΩ, să se determine amplificarea în tensiune a circuitului cu R_L = 2kΩ (A_{ug}) şi cu $R_L = \infty$ (A_{u0}), pentru:

b) R_{e1} = 0 (etaj în conexiune EC),

c) R_{e1} = 110Ω (amplificator cu $R_e \cong 100\Omega$),



atât prin calcul simplificat cât şi prin simulare. Să se explice diferenţele dintre cele două metode.

Tensiunea termică este U_T=26mV şi condensatoarele se consideră scurtcircuite în *ca*.

Rezolvare: Se vor utiliza metode de calcul manual cât mai exacte (fără aproximări), astfel încât eventualele diferenţe să fie determinate în principal de modelele tranzistorului.

a) Parametrii sursei echivalente Thévenin, de polarizare a bazei, sunt:

$$U_{BB} \cong U_{CC}\frac{R_1}{R_1+R_2} = 10\frac{17\text{k}}{99\text{k}} = 1{,}72\text{V}, \qquad R_B = R_1 \parallel R_2 = 14\text{k}\Omega .$$

Curentul de colector se calculează cu (3.53) şi tensiunea U_{CE} cu (3.55):

$$I_C = \frac{\beta(U_{BB}-U_{BE})}{(\beta+1)R_E + R_B} = \frac{150\cdot 1{,}02}{151\text{k}+14\text{k}} = 0{,}93\text{mA},$$

$$U_{CE} = U_{CC} - (R_C + R_E)\cdot I_C = 10 - 6\text{k}\cdot 0{,}93\text{m} = 4{,}4\text{V}.$$

În urma simulării circuitului descris cu fişierul text din figura 3.57, se obţine:

U_{BE}= 0,644V, β_N=154, I_C=0,977mA, U_{CE}=0,413V.

Dacă se recalculează *psf* folosind datele (U_{BE} şi β_N) din simulare:

$$I_C = \frac{154\cdot(1{,}72-0{,}644)}{155\text{k}+14\text{k}} = 0{,}98\text{mA}, \qquad U_{CE} = 10 - 6\text{k}\cdot 0{,}98\text{m} = 4{,}12\text{V},$$

rezultatele obţinute sunt practic identice cu rezultatele simulării. Diferenţele dintre calculele manuale şi simulare se datorează valorilor diferite ale datele iniţiale, U_{BE} şi β_N; metoda de calcul nu introduce erori semnificative.

Parametrii de semnal mic ai tranzistorului se calculează din (3.67), (3.72) şi (3.77):

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} = \frac{0{,}98\text{m}}{26\text{m}} = 37{,}7\frac{\text{mA}}{\text{V}}, \quad r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{150}{37{,}7\text{m}} = 4\text{k}\Omega, \quad r_e = \frac{r_\pi}{\beta+1} = \frac{4\text{k}}{151} = 26{,}5\Omega.$$

b) Amplificarea în tensiune şi rezistenţa de intrare calculate cu (3.82) şi (3.83) sunt:

$$A_{u0} = -g_m R_C = -37{,}7\text{m}\cdot 5\text{k} = -188{,}5 \quad \text{şi} \quad R_i = R_B \parallel r_\pi = 14\text{k} \parallel 4\text{k} = 3{,}1\text{k}\Omega.$$

Amplificarea în tensiune referitoare la generator se calculează din (3.85):

$$A_{ug} = A_{u0}\frac{R_L}{R_L+R_o}\frac{R_i}{R_i+R_g} = -188{,}5\cdot 0{,}286\cdot 0{,}383 = -20{,}65 \quad (\text{cu } R_o \cong R_C = 5\text{k}\Omega).$$

În urma simularea circuitului parametrii de semnal mic ai tranzistorului sunt:

β_0=170, g_m= 37,6mA/V, r_π= 4,52kΩ, r_o= 79,3kΩ,

iar din analiza de *ca* cu U_g=20mV se obţin (figura 3.57): U_{o0}=V(7)=1,437V (fără R_L),

U_o=V(7)=0,4287V (cu R_L=2kΩ), U_b=V(3)=8,133mV şi I_i=I(Rg)=1,796μA.

Cu aceste tensiuni şi curenţi se pot calcula parametrii amplificatorului (rezultatele simulării):

$$R_i = \frac{U_b}{I_i} = 3{,}43\text{k}\Omega, \quad |A_{u0}| = \frac{U_{o0}}{U_b} = 176{,}7 \quad \text{şi} \quad |A_{ug}| = \frac{U_o}{U_g} = 21{,}4.$$

Diferenţele dintre calculul manual şi simulare sunt relativ mici şi se datorează valorii diferite a amplificării β_0 şi neglijării rezistenţei de ieşire r_o. Dacă se consideră parametrii tranzistorului din simulare, atunci se obţin prin calcul manual rezultate practic identice cu cele obţinute prin simulare:

$$A_{u0} = -g_m(R_C \parallel r_o) = -37{,}6\text{m}\cdot 4{,}7\text{k} = -176{,}7, \quad R_i = R_B \parallel r_\pi = 14\text{k} \parallel 4{,}52\text{k} = 3{,}42\text{k}\Omega,$$

$$A_{ug} = -176{,}7\cdot 0{,}299\cdot 0{,}406 = -21{,}45 \quad (\text{cu } R_o = R_C \parallel r_o = 4{,}7\text{k}\Omega).$$

Metoda de calcul manual a parametrilor amplificatorului în conexiune EC nu introduce erori, eventualele diferenţe apar datorită neglijării rezistenţei de ieşire a tranzistorului.

c) Amplificarea în tensiune şi rezistenţa de intrare calculate cu (3.101) şi (3.95) sunt:

$$A_{u0} = -\frac{R_C}{r_e+R_e} = -\frac{5\text{k}}{26{,}5+100} = \text{-}39{,}5 \quad R_i = R_B \parallel (\beta+1)(r_e+R_e) = 14\text{k} \parallel 19{,}1\text{k} = 8{,}1\text{k}\Omega.$$

Amplificarea globală în tensiune se calculează din (3.85):

$$A_{ug} = A_{u0}\frac{R_L}{R_L+R_o}\frac{R_i}{R_i+R_g} = -39{,}5\cdot 0{,}286\cdot 0{,}618 = -7 \quad (\text{cu } R_o \cong R_C = 5\text{k}\Omega).$$

Simularea de *ca* a amplificatorului cu R_e conduce la următoarele rezultate:

R_i=8,34kΩ (fără R_L), R_i=8, 46kΩ (cu R_L), $|A_{u0}|$=39,06 şi $|A_{ug}|$=7,08.

Din analiza schemei echivalente de *ca* din figura 3.31, se poate observa că introducerea rezistenţei de ieşire a tranzistorului r_o ar conduce la complicarea metodei de calcul manual a amplificatorului. Deoarece diferenţele dintre rezultatele obţinute prin simulare şi prin calcul manual sunt foarte mici, această complicare a metodei de calcul nu se justifică.

Rezultatele calculului manual şi ale simulării sunt centralizate în tabelul 3.3. Se constată pe de o parte diferenţa mică dintre rezultatele manuale şi simulare iar pe de altă parte, dacă se compară rezultatele celor două configuraţii (cu EC şi cu R_e), se constată că la amplificatorul cu R_e amplificarea în tensiune este mai mică dar rezistenţa de intrare este mai mare.

Tab. 3.3. Comparație simulare – calcul.

	β_N	β_0	r_π (kΩ)	I_C (mA)	$R_{e1}=0$			$R_e \cong 100\Omega$		
					$\lvert A_{u0}\rvert$	R_i (kΩ)	$\lvert A_{ug}\rvert$	$\lvert A_{u0}\rvert$	R_i (kΩ)	$\lvert A_{ug}\rvert$
Calcul inițial	150	150	4	0,93	188,5	3,1	20,65	39,5	8,1	7
Simulare	154	170	4,52	0,997	176,7	3,43	21,4	39,06	8,4	7,08
Calcul refăcut	154	170	4,52	0,98	176,7	3,42	21,45	-	-	-

```
Amplif. cu TB in cnx.EC (cu Re=0 sau Re=100, cu RL=2k sau fara RL)
Vcc     1     0     10
Vg      6     0     ac   20m
Rg      6     5     5k
Cb      5     3     1
R1      1     3     82k
R2      3     0     17k
Q       2  3   4    Q2N2222
Rc      1     2     5k
RE      4     0     1k
Ce      4     8     1
Re1     8     0     1m            ;  Re1≅0 ,  etaj cu un tranzistor în conexiunea EC,
*Re1     8     0     110
Cc      2     7     1
RL      7     0     2k            ;  cu rezistența de sarcină  RL=2kΩ
*RL      7     0     1G
.model Q2N2222    NPN(Is=14.34f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74 Bf=256 Ne=1.307
+         Ise=14.34f Ikf=.2847 Xtb=1.5 Br=6.092 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1
+         Cjc=7.306p Mjc=.3416 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=22p Mje=.377 Vje=.75
+         Tr=46.91n Tf=411.1p Itf=.6 Vtf=1.7 Xtf=3 Rb=10)
.op
.ac    lin    1    1k    1k             ;  analiza de ca  la 1kHz.
.print    ac    V(7)    V(3)    V(6)    I(Rg)    Ib(Q)
.end


**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME          Q
MODEL         Q2N2222
IB            6.36E-06
IC            9.77E-04
VBE           6.44E-01
VBC          -3.49E+00
VCE           4.13E+00
BETADC        1.54E+02
GM            3.76E-02
RPI           4.52E+03
RX            1.00E+01
RO            7.93E+04
CBE           5.18E-11
CBC           4.04E-12
BETAAC        1.70E+02
FT            1.07E+08

****    AC ANALYSIS                              TEMPERATURE =   27.000 DEG C

   FREQ        V(7)        V(3)        V(6)        I(Rg)       IB(Q)
1.000E+03   4.287E-01   8.134E-03   2.000E-02   2.373E-06   1.796E-06
```

Fig. 2.46. Selecții din fișierul de ieșire (comentat). Este descris circuitul simulat, se dau modelul și parametrii tranzistorului precum și rezultatele simulării în *ca*.

S-a utilizat numerotarea nodurile circuitului din schema de principiu.
Trecerea la celelalte configurații de circuit se face prin mutarea asteriscului (care indică o linie-comentariu) între cele două linii de fișier care încep cu `Re1`, respectiv cu `RL`.

3.10 BIBLIOGRAFIE

[1] A.V. Crăciun - *Dispozitive şi circuite electronice*, Ed. Universității Transilvania Braşov, 2002.

[2] Sedra S.Adel, Kenneth C.Smith – *Microelectronic circuits*, Oxford University Press, New York, 2-nd Edition 1987, 4-th Edition 1998;

[3] Thomas L.Floyd - *Electronic Devices*, Merrill Publishing Company, Columbus, Ohio, 1988;

[4] E. Damachi, A. Tunsoiu, L. Doboş, N. Tomescu - *Electronică*, Ed. Did. şi Pedag. Bucureşti, 1979;

[5] R. Piringer, Gh. Samachişă, S. Cserveny - *Dispozitive electronice*, Ed. Did. şi Pedag. Bucureşti, 1976;

[6] P. Gray, C. Searle - *Bazele electronicii moderne*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1973;

[7] T.M. Agahanean - *Electronica cu tranzistori*, Editura Ştiințifică şi Enciclopedică, Bucureşti, 1980;

[8] Adrian V.Crăciun - *Large signal model for bipolar transistors*, Proceedings of the 4-th International Conference on Optimization of Electric and Electronic Equipments, vol.2, p.187-190, Braşov 1994;

[9] A. Vătăşescu, ş.a. – *Dispozitive semiconductoare, Manual de utilizare*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1975;

[10] Paul R.Gray, Robert G.Meyer - *Circuite integrate analogice, Analiză şi proiectare*, Ed.Th. Buc. 1997;

[11] Keneth R.Laker, Willy M.C.Sansen – *Design of analog integrated circuits and systems,* McGraw-Hill Book Co. Singapore, 1994;

[12] D. Dascălu, s.a. - *Dispozitive şi circuite electronice - Probleme*, Ed. Did. şi Pedeg. Bucureşti, 1982;

[13] V. Croitoru, ş.a. - *Electronică - Culegere de probleme*, Ed. Didactică şi Pedagogică Bucureşti, 1982;

CAP. 4 TRANZISTOARE CU EFECT DE CÂMP

În subcapitolul următor se introduc modelele cele mai simple ale tranzistoarelor cu efect de câmp şi cu ajutorul acestora se analizează câteva aplicații simple. În partea a doua a capitolului se analizează diferitele tipuri de tranzistoare cu efect de câmp din punct de vedere constructiv şi funcțional şi se introduc modele mai precise, precum şi modelele de *ca*.

4.1 NOȚIUNI FUNDAMENTALE

Spre deosebire de tranzistoarele bipolare, tranzistoarele cu efect de câmp funcționează doar pe baza unui singur tip de purtători de sarcină (electroni sau goluri) funcție de tipul tranzistorului (cu canal *n* sau cu canal *p*) şi de aceea se mai numesc şi **tranzistoare unipolare**.

Dacă tranzistoarele bipolare pot fi considerate în esență dispozitive controlate în curent, tranzistoarele cu efect de câmp sunt dispozitive controlate în tensiune; curentul prin tranzistor este controlat de un câmp electric aplicat perpendicular pe suprafața semiconductorului şi pe direcția curentului. Controlul curentului electric de către câmpul electric se numeşte efect de câmp şi este realizat prin modificarea conductivității canalului semiconductor prin care circulă curentul. **Tranzistoarele cu efect de câmp** se notează prescurtat **TEC** (sau uneori FET – prescurtare de la denumirea în limba engleză: "Field Effect Transistor").

La analiza de principiu a acestor tranzistoare se va considera cazul dispozitivelor cu trei terminale (unele TEC au patru terminale, studiul acestora se va face într-un alt paragraf). Cele trei terminale sunt: drena, sursa (D, S, terminalele conectate la capetele canalului) şi grila (G, terminalul de control). Curentul prin tranzistor i_D circulă între drenă şi sursă, iar tensiunea de control u_{GS} se aplică între grilă şi sursă. Grila este izolată de canal:

- printr-o joncțiune polarizată invers în cazul tranzistoarelor cu grilă joncțiune, TEC-J, sau
- printr-un strat dielectric subțire de SiO_2 în cazul tranzistoarelor metal - oxid - semiconductor, TEC-MOS.

Deoarece grila este izolată de sursă, curentul de grilă al TEC este practic zero (nA la TEC-J şi pA la TEC-MOS):

$$i_G \cong 0. \tag{4.1}$$

Tranzistoarele cu efect de câmp se pot clasifica în mai multe categorii:

- cu grilă joncțiune (TEC-J), sau cu grila izolată (cu oxid de siliciu, TEC-MOS);
- cu canal de tip *n* sau cu canal de tip *p*;
- cu canal indus (canalul apare la aplicarea unei anumite tensiuni de control) sau cu canal inițial.

Simbolurile tranzistoarelor cu efect de câmp prezentate în figura 4.1 sunt utilizate în cazul TEC cu trei terminale.

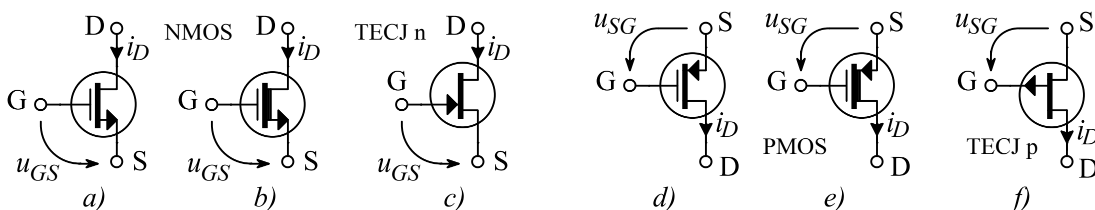


Fig. 4.1. Simbolurile TEC şi sensurile de referință ale curenților şi tensiunilor pentru: *a)*, *b)* TEC-MOS cu canal indus, respectiv inițial de tip *n*, *c)* TEC-J cu canal *n*; *d)*, *e)* TEC-MOS cu canal indus, respectiv inițial de tip *p*, *f)* TEC-J cu canal *p*.

Elementele grafice ale simbolurilor au următoarele semnificaţii:

- la toate tipurile de TEC săgeata este plasată în apropierea sursei;
- la tranzistoarele MOS săgeata arată sensul curentului (de drenă) prin tranzistor;
- la tranzistoarele TEC-J săgeata indică sensul joncţiunii grilă canal (este orientată spre zona *p*);
- canalul conductor este sugerat de o linie îngroşată, în cazul MOS cu canal iniţial această linie este îngroşată suplimentar (între drenă şi sursă);
- la tranzistoarele MOS izolarea grilă-canal este sugerată de spaţiul dintre linia grilei şi canal;
- tranzistoarele cu canal *p* sunt reprezentate de obicei inversat, cu sursa în partea de sus, astfel încât sensul curenţilor (şi al tensiunilor) să fie de sus în jos.

În paragrafele următoare sunt date ecuaţiile de funcţionare ale TEC în diferite regimuri de funcţionare. Se consideră iniţial TEC-MOS cu canal indus de tip *n* deoarece este unul dintre cele mai utilizate tipuri de tranzistoare.

4.1.1 Tranzistor cu efect de câmp (TEC) cu canal indus de tip *n*

După cum îi spune şi numele, la acest tip de tranzistor canalul conductor este indus de către tensiunea de control u_{GS}. Canalul apare la aplicarea unei tensiuni de grilă mai mare decât tensiunea de prag U_P. La tranzistorul cu canal indus de tip *n*, tensiunea de prag este pozitivă:

$$U_P > 0\,. \tag{4.2}$$

Dacă tensiunea de control este mai mică decât U_P, atunci tranzistorul este blocat şi curentul de drenă este nul:

$$i_D \cong 0\,, \qquad \text{pentru} \qquad u_{GS} < U_P\,. \tag{4.3}$$

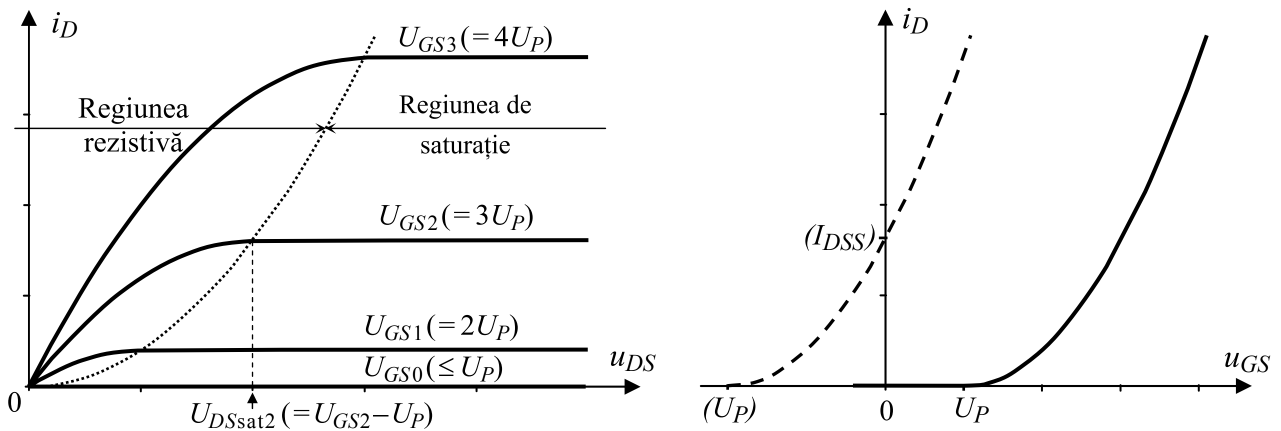


Fig. 4.2. Caracteristicile statice ale unui tranzistor TEC-MOS cu canal indus de tip *n*: *a)* Caracteristicile de drenă, *b)* Caracteristica de transfer în saturaţie, (caracteristica de transfer trasată cu linie întreruptă este a unui TEC cu canal iniţial de tip *n).*

Dacă tensiunea de control este mai mare decât U_P, prin tranzistor circulă curentul de drenă i_D pozitiv (pentru o tensiune u_{DS} pozitivă) şi tranzistorul se află în conducţie. Caracteristicile de drenă ale tranzistorului, trasate experimental în figura 4.2.*a*, pun în evidenţă regimurile de funcţionare ale TEC-MOS. Pentru fiecare caracteristică (trasată la $u_{GS}=U_{GS}$=constant), la tensiuni u_{DS} suficient de mari (în dreapta liniei punctate dată de relaţia 4.4), se poate considera curentul de drenă ca fiind constant. Acest regim de funcţionare se numeşte **saturaţie** deoarece curentul nu mai creşte (se saturează) dacă u_{DS} creşte peste valoarea de saturaţie:

$$U_{DSsat}=U_{GS}-U_P\,, \tag{4.4}$$

În saturaţie curentul de drenă depinde numai de tensiunea grilă-sursă conform funcţiei parabolice:

$$i_D = \frac{k_n}{2}\left(u_{GS} - U_P\right)^2, \qquad \text{pentru} \qquad u_{DS} > u_{GS} - U_P, \tag{4.5}$$

unde $\boldsymbol{k_n}$ este **factorul de conducție** pentru tranzistorul cu canal *n* (se mai numeşte parametru de transconductanță). Saturația la TEC-MOS (la TEC în general) are un înțeles diferit de saturația de la tranzistoarele bipolare; această situație neplăcută nu mai poate fi schimbată deoarece întreaga literatură electronică utilizează această terminologie.

Funcția (4.5) reprezintă caracteristica de transfer în saturație şi este trasată în figura 4.2.*b*. Relațiile (4.1) şi (4.5) definesc circuitul reprezentat în figura 4.3. Acesta este de fapt circuitul echivalent de semnal mare al TEC în saturație, un generator de curent controlat în tensiune.

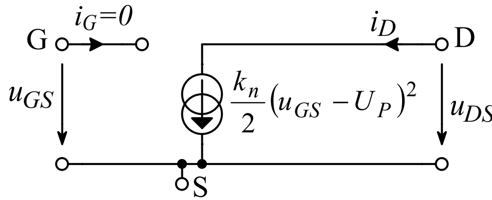


Fig. 4.3. Circuitul echivalent de semnal mare al TEC-MOS cu canal *n* în saturație pentru: $u_{GS} > U_P$ şi $u_{DS} > u_{GS} - U_P$.

Pentru tensiuni u_{DS} mici, în stânga liniei punctate din figura 4.2.*a*, curentul de drenă i_D depinde şi de tensiunea u_{DS}, tranzistorul se comportă ca o rezistență (neliniară) controlată de tensiunea u_{GS}; acest **regim** de funcționare se numeşte **rezistiv** sau nesaturat. Curentul de drenă se poate calcula cu relația:

$$i_D = k_n\left[\left(u_{GS} - U_P\right)\cdot u_{DS} - \frac{u_{DS}^2}{2}\right], \qquad \text{pentru} \qquad u_{DS} < u_{GS} - U_P. \tag{4.6}$$

Se observă că pentru $u_{DS} = u_{DS\text{sat}} (= u_{GS} - U_P)$, din relația (4.6) se obține relația (4.5), deci valoarea curentului în punctul de tranziție de la o regiune la alta poate fi calculată cu oricare dintre relațiile specifice celor două regiuni, funcția care descrie TEC fiind continuă.

Dacă tensiunea u_{DS} este foarte mică, termenul pătratic devine nesemnificativ şi relația (4.6) se poate simplifica:

$$i_D = k_n\left(u_{GS} - U_P\right)\cdot u_{DS}, \qquad \text{pentru} \qquad u_{DS} \ll u_{GS} - U_P. \tag{4.7}$$

În acest **regim liniar** de funcționare, conductanța echivalentă a TEC depinde liniar de tensiunea de control u_{GS} şi are o valoare fixă pentru o tensiune U_{GS} constantă:

$$g_{DS} = \frac{i_D}{u_{DS}} = k_n\left(U_{GS} - U_P\right), \qquad \text{pentru} \qquad u_{DS} \ll U_{GS} - U_P. \tag{4.8}$$

Comportarea liniară a tranzistorului se menține şi pentru tensiuni u_{DS} negative (apropiate de zero). Prin urmare, pentru tensiuni u_{DS} mici, TEC se comportă ca o rezistență controlată în tensiune.

4.1.2 TEC cu canal inițial de tip *n*

Acest tip de tranzistor se deosebeşte de TEC-MOS cu canal indus prin existența unui canal conductor la o tensiune de control u_{GS} nulă. Canalul conductor dispare (se închide) la o tensiune de prag (sau tensiune de pătrundere a canalului) negativă în cazul TEC cu canal *n*:

$$U_P < 0. \tag{4.9}$$

Ținând seama de această diferență – relația (4.9) față de relația (4.2) – regimurile de funcționare ale TEC cu canal inițial sunt aceleaşi cu cele ale TEC cu canal indus şi funcționarea

acestuia este descrisă cu aceleaşi relaţii: (4.3) în blocare, (4.5) în saturaţie, (4.6) în regim rezistiv, (4.7) şi (4.8) în regim liniar.

Caracteristica de transfer în saturaţie pentru TEC-MOS cu canal iniţial de tip *n* este trasată cu linie întreruptă în figura 4.2.*b*. Curentul de drenă în saturaţie la polarizare nulă a grilei este I_{DSS} (curentul **d**renă-**s**ursă cu grila **s**curtcircuitată la sursă) şi este un parametru al tranzistoarelor cu canal iniţial. Din relaţia (4.5), pentru $u_{GS}=0$, se obţin legăturile dintre I_{DSS} şi k_n:

$$I_{DSS} = \frac{k_n}{2} U_P^2 \qquad \text{respectiv} \qquad k_n = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_P^2}. \tag{4.10}$$

Cu parametrul I_{DSS}, caracteristica de transfer în saturaţie (4.5) devine:

$$i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right)^2, \qquad \text{pentru} \qquad u_{DS} > u_{GS} - U_P, \tag{4.11}$$

Tranzistoarele cu efect de câmp cu canal iniţial pot fi de tip MOS (cu grila izolată), sau TEC-J (cu grilă joncţiune). Relaţia (4.11) este utilizată de obicei pentru tranzistoarele TEC-J. Deoarece izolarea grilei de canal se realizează prin joncţiunea grilă-sursă polarizată invers, tensiunea de control a unui **TEC-J cu canal *n*** trebuie să fie negativă:

$$u_{GS} \le 0\,. \tag{4.12}$$

Se pot admite tensiuni u_{GS} pozitive pentru TEC-J cu canal *n* doar dacă au valori mai mici decât tensiunea de deschidere a unei diode (circa 0,5V la siliciu).

4.1.3 TEC cu canal de tip *p*

Funcţionarea acestor tranzistoare poate fi descrisă cu aceleaşi relaţii ca şi cele utilizate în cazul tranzistoarelor cu canal *n* cu excepţia faptului că tensiunile schimbă de semn: u_{GS} şi u_{DS} sunt negative iar tensiunea de prag este negativă pentru TEC cu canal indus şi pozitivă pentru TEC cu canal iniţial. De asemenea, curentul i_D are sensul inversat, intră în sursă şi iese prin drenă.

Datorită inversării sensurilor curenţilor şi al tensiunilor (şi deoarece în calculele manuale este mai convenabilă utilizarea tensiunilor pozitive în formule), se preferă reprezentarea TEC cu canal *p* cu sursa în sus şi drena în jos, ca în figura 4.1 (*d*, *e*, *f*), astfel încât curentul să circule de sus în jos şi tensiunile să fie pozitive de sus în jos (excepţie face tensiunea u_{SG} în cazul TEC-J cu canal *p*, care este negativă, pentru a asigura polarizarea inversă a joncţiunii grilă-sursă). Relaţiile de la TEC cu canal *n* se pot utiliza cu următoarele modificări:

- se schimbă sensul tensiunilor dintre terminalele tranzistoarelor: u_{GS} se înlocuieşte cu u_{SG}, u_{DS} se înlocuieşte cu u_{SD},
- se schimbă semnul cu care este considerată tensiunea de prag şi
- factorul de conducţie k_n se înlocuieşte cu k_p.

De exemplu, pentru TEC-MOS cu canal indus de tip *p*, curentul de drenă în saturaţie poate fi calculat cu relaţia (4.5) modificată conform indicaţiilor de mai sus:

$$i_D = \frac{k_p}{2}\left(u_{SG} + U_P\right)^2, \qquad \text{pentru} \qquad u_{SD} > u_{SG} + U_P, \tag{4.13}$$

unde k_p este factorul de conducţie pentru tranzistoarele cu canal *p*.

Se poate concluziona că, indiferent de tip, tranzistoarele cu efect de câmp sunt dispozitive care controlează curentul de drenă prin intermediul tensiunii grilă-sursă şi la care curentul de grilă este nul.

4.1.4 Comparație TEC - TB

Ambele tipuri de tranzistoare au trei terminale, două între care circulă curentul prin tranzistor, numite adesea terminale de ieşire (drenă-sursă la TEC şi colector-emitor la TB) şi un terminal de control, sau de intrare (grila la TEC şi baza la TB). Curentul prin TEC este controlat de tensiunea dintre grilă şi sursă (curentul de grilă poate fi considerat nul) iar curentul prin TB este controlat de curentul de bază (tensiunea bază-emitor poate fi considerată aproximativ constantă).

Din punctul de vedere al stării inițiale, atât TB cât şi TEC cu canal indus sunt blocate în lipsa mărimii de control; curentul prin ele creşte cu creşterea mărimii de control (cu condiția ca tensiunea de intrare să depăşească un anumit prag). În principiu, la aplicațiile din capitolul anterior, TB pot fi înlocuite cu TEC cu canal indus (cu redimensionarea circuitelor de intrare).

TEC cu canal inițial sunt o categorie aparte, la care, în lipsa mărimii de control, tranzistorul se află în conducție. Prin modificarea mărimii de control, curentul prin tranzistor scade (la TEC-J şi la TEC-MOS cu canal inițial) sau creşte (la TEC-MOS cu canal inițial). Datorită particularităților acestora, există unele aplicații specifice tranzistoarelor cu canal inițial care vor fi prezentate în continuare; aplicațiile de la TB pot fi realizate în principiu şi cu tranzistoare cu canal indus şi de aceea nu vor mai fi analizate în detaliu.

4.2 APLICAȚII SIMPLE ALE TRANZISTOARELOR CU EFECT DE CÂMP

4.2.1 Sursă de curent constant

Sursele de curent constant sunt cele mai simple aplicații ale tranzistoarelor cu canal inițial. Conform (4.11) pentru o tensiune nulă de control $u_{GS}=0$ (scurtcircuit între grilă şi sursă), curentul prin tranzistor este constant:

$$i_D = I_{DSS}. \qquad (4.14)$$

Astfel de surse simple de curent se obțin prin scurtcircuitarea grilei cu sursa şi conectarea circuitului de sarcină în drenă ca în figura 4.4; circuitul de sarcină este simbolizat de rezistența R_L. În locul TEC-J se pot utiliza TEC-MOS cu canal inițial, fără nici o modificare a circuitelor.

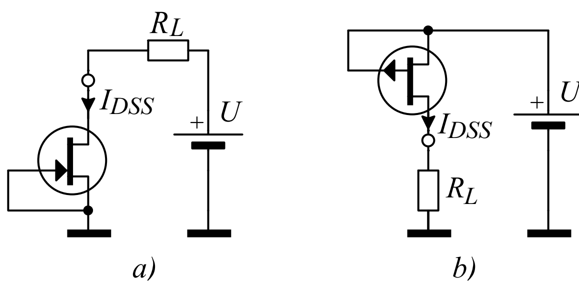


Fig. 4.4. Surse simple de curent constant cu TEC-J:
a) cu canal *n*, absorb curentul constant I_{DSS} din U prin R_L,
b) cu canal *p*, injectează curentul constant I_{DSS} din U în R_L.

Relațiile (4.11) arată că tranzistorul trebuie să fie în regiunea de saturație; pentru $u_{GS}=0$ trebuie ca:

$$u_{DS} > -U_P \text{ la TEC cu canal } n \quad \text{şi} \quad u_{SD} > U_P \text{ la TEC cu canal } p. \qquad (4.15)$$

Introducerea unui circuit suplimentar de polarizare a grilei permite modificarea curentului la TEC cu canal inițial precum şi utilizarea ca surse de curent constant a TEC-MOS cu canal indus.

4.2.2 Rezistență controlată în tensiune

Conform (4.8), pentru tensiuni u_{DS} foarte mici (în modul), conductanța echivalentă a TEC (între drenă şi sursă) depinde liniar de tensiunea de comandă (u_{GS} la TEC cu canal *n* respectiv u_{SG} la TEC cu canal *p*). Această dependență permite utilizarea TEC ca rezistență controlată în tensiune. În continuare se va analiza cazul unui tranzistor TEC-J cu canal *n* cu ajutorul unui exemplu.

Exemplu

Se consideră un tranzistor TEC-J cu canal n cu parametrii: I_{DSS}=4mA şi U_P=–2V, alimentat cu o tensiune drenă-sursă foarte mică $u_{DS}\cong 0$.

a) Să se calculeze conductanţa şi rezistenţa echivalentă dintre drena şi sursa tranzistorului pentru $u_{GS}=0$ (în cazul scurcircuitării grilei cu sursa). Cu cât se modifică rezistenţa echivalentă dacă se modifică tensiune drenă-sursă la $U_{DS}=\pm U_P/4$?

b) Să se reprezinte grafic conductanţa şi rezistenţa echivalentă dintre drena şi sursa tranzistorului (raportate la valorile calculate anterior) în funcţie de tensiunea u_{GS} (raportată la tensiunea de prag U_P) pentru $u_{GS}=0\ldots U_P$.

Rezolvare: Factorul de conducţie al tranzistorului se determină din (4.10):

$$k_n = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_P^2} = \frac{2 \cdot 4\text{m}}{(-2)^2} = 2\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}.$$

Conductanţa echivalentă a TEC se calculează cu (4.8) (pentru tensiuni u_{DS} foarte mici) iar rezistenţa echivalentă se calculează ca fiind inversul conductanţei.

a) Pentru $u_{GS}=0$, din (4.8) rezultă conductanţa echivalentă maximă (de semnal mic, pentru $u_{DS}\cong 0$ şi care va fi notată cu indici litere mici):

$$g_{ds\,\max} = k_n(-U_P) = 2\text{m} \cdot (-(-2)) = 4\text{mS} \quad \text{şi} \quad r_{ds\,\min} = \frac{1}{g_{ds\,\max}} = \frac{1}{4\text{m}} = 250\Omega.$$

Pentru o tensiune drenă-sursă $U_{DS}=\pm U_P/4$, TEC este în regiunea nesaturată deoarece este îndeplinită condiţia (4.6): $U_{DS}<-U_P$ ($U_{DS}=\pm U_P/4=\pm 0{,}5$V, $-U_P$=2V).

Se va folosi indicele $_1$ pentru tensiunea U_{DS} pozitivă şi indicele $_2$ pentru cea negativă.

Curenţii prin TEC se calculează cu (4.6):

$$i_{D1} = k_n\left[(-U_P)\cdot u_{DS} - \frac{u_{DS}^2}{2}\right] = 2\text{m}\left(2 \cdot 0{,}5 - \frac{0{,}5^2}{2}\right) = 1{,}75\text{mA}, \qquad i_{D2} = 2{,}25\text{mA}$$

iar rezistenţele echivalente se determină din legea lui Ohm:

$$r_{DS1} = \frac{u_{DS1}}{i_{DS1}} = \frac{0{,}5}{1.75\text{m}} = 286\Omega, \quad \text{respectiv} \quad r_{DS2} = \frac{u_{DS2}}{i_{DS2}} = \frac{-0{,}5}{-2.25\text{m}} = 222\Omega.$$

Diferenţele dintre aceste rezistenţe şi cea calculată anterior, exprimate în procente, sunt destul de mari:

$$\varepsilon_1 = \frac{r_{DS1} - r_{ds\,\min}}{r_{ds\,\min}}100 = \frac{36}{250}100 = 14\% \quad \text{respectiv} \quad \varepsilon_2 = \frac{-28}{250}100 = -11\%.$$

b) Conductanţa (respectiv rezistenţa) echivalentă dintre drena şi sursa TEC, raportată la valoarea ei maximă (respectiv minimă), pentru $u_{DS}\cong 0$, se determină pe baza relaţiei (4.8):

$$\frac{g_{ds}}{g_{ds\,\max}} = \frac{k_u(u_{GS} - U_P)}{k_u(-U_P)} = 1 - \frac{u_{GS}}{U_P} \quad \text{şi} \quad \frac{r_{ds}}{r_{ds\,\min}} = \frac{1/g_{ds}}{1/g_{ds\,\max}} = \frac{1}{1 - \dfrac{u_{GS}}{U_P}}.$$

Graficele acestor funcţii se trasează prin puncte conform tabelului următor.

u_{GS}/U_P	0	1/4	1/2	3/4	7/8	11/12	1
$g_{ds}/g_{ds\max}$	1	3/4	1/2	1/4	1/8	1/12	0
$r_{ds}/r_{ds\min}$	1	4/3	2	4	8	12	∞

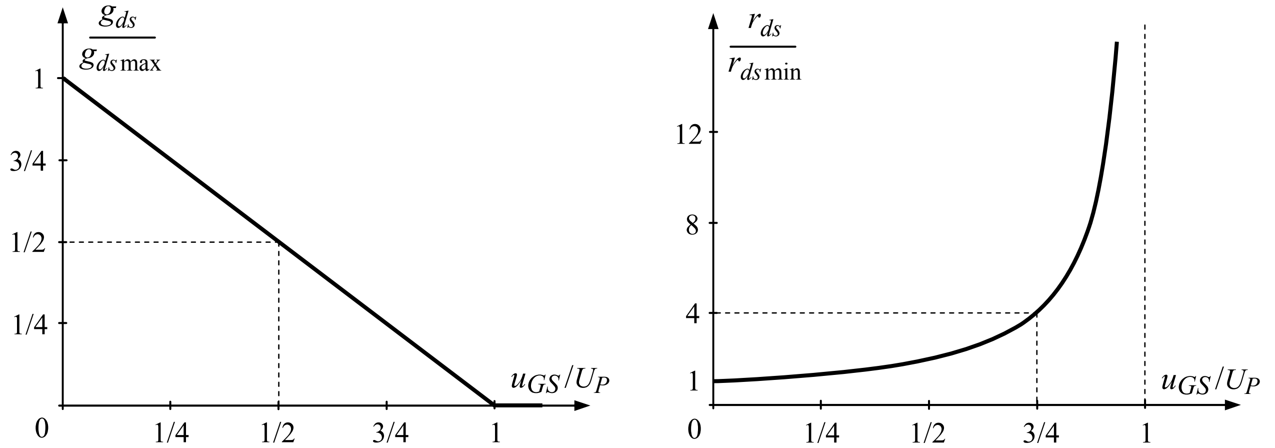


Fig. 4.5. Conductanța și rezistența drenă-sursă funcție de tensiunea grilă-sursă, pentru $u_{DS} \cong 0$. Datorită normării, caracteristicile pot fi utilizate pentru orice **TEC cu canal inițial**.

Se remarcă liniaritatea conductanței drenă-sursă cu tensiunea de comandă pe un domeniu foarte larg, de la $g_{ds\max}$ până la zero, rezultat valabil pentru $u_{DS} \cong 0$ sau mai precis pentru $u_{DS} \ll u_{GS} - U_P$. Această condiție este cu atât mai greu de îndeplinit cu cât u_{GS} se apropie de U_P.

În figura 4.6 se prezintă rezultatele simulării cu tranzistorul din exemplul anterior, pentru tensiuni $u_{DS} = \pm 0{,}5$V, comparativ cu cazul unui semnal mic $u_{DS} = 10$mV. Din grafic, este evidentă influența tensiunii u_{DS} asupra valorii conductanței g_{DS} și asupra liniarității acesteia.

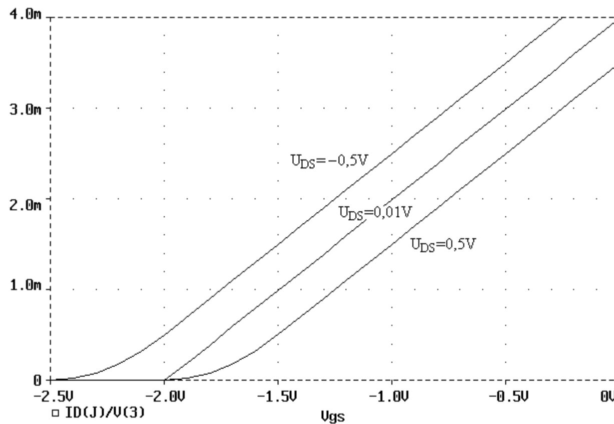


Fig. 4.6. Dependența conductanței g_{DS} de u_{GS} pentru diferite tensiuni u_{DS} în cazul unui TEC-J cu canal *n*.

Se remarcă modificarea apreciabilă a conductanței echivalente cu tensiunea u_{DS}.

Parametrii tranzistorului simulat sunt I_{DSS}=4mA și U_P=–2V.

Rezistență controlată în tensiune cu TEC şi cu divizor de tensiune

Pentru a extinde domeniul pentru care g_{DS} depinde liniar de u_{GS}, se adaugă un divizor rezistiv conectat între drenă și borna de control, conform figurii 4.7.

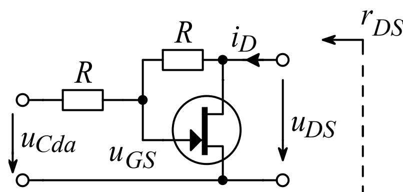


Fig. 4.7. TEC-J cu canal *n* ca rezistență controlată în tensiunea: $r_{DS}(u_{Cda})$.

Rezistențele *R* din divizor au valori foarte mari (rezultă $i_R \ll i_D$).

Rezistențele din divizor se aleg de valori foarte mari (MΩ, alegere posibilă datorită curentului de grilă foarte mic, $i_G \cong 0$) şi de aceea curentul prin aceste rezistențe poate fi neglijat față de curentul i_D prin tranzistor.

Scopul analizei următoare este obținerea funcției $r_{DS}(u_{Cda})$.

Curentul de grilă al TEC este foarte mic ($i_G \cong 0$) şi prin cele două rezistențe circulă acelaşi curent ($i_R \gg i_G$). Din legea lui Ohm aplicată succesiv celor două rezistențe egale rezultă:

$$i_R = \frac{u_{DS} - u_{GS}}{R} = \frac{u_{GS} - u_{Cda}}{R} \qquad \text{şi} \qquad u_{GS} = \frac{u_{DS} + u_{Cda}}{2}. \tag{4.16}$$

Se consideră că TEC lucrează în regiunea rezistivă. Prin înlocuirea relației precedente în (4.6) se obține:

$$i_D = k_n \left(\frac{u_{Cda}}{2} - U_P \right) u_{DS} \qquad \text{şi} \qquad g_{DS} = \frac{i_D}{u_{DS}} = k_n \left(\frac{u_{Cda}}{2} - U_P \right), \tag{4.17}$$

o relație liniară între g_{DS} şi u_{Cda}. Liniaritatea se păstrează pe întreg domeniul de valabilitate al relației (4.6), adică pentru $u_{DS} < u_{GS} - U_P$. Înlocuind u_{GS} din (4.16) rezultă:

$$u_{Cda} > u_{DS} + 2U_P. \tag{4.18}$$

La TEC-J, grila trebuie să fie polarizată invers. La TEC-J cu canal n, $u_{GS} < 0$. Ținând seama de (4.16) rezultă:

$$u_{Cda} < -u_{DS}. \tag{4.19}$$

În general pentru ca orice TEC cu canal *n* (indiferent de tip) să fie în conducție trebuie să fie respectată condiția mai puțin restrictivă:

$$u_{GS} > U_P \qquad \text{şi din (4.16):} \qquad u_{Cda} > 2U_P - u_{DS}. \tag{4.20}$$

Din condițiile anterioare se obțin limitele tensiunii de comandă u_{Cda} în funcție de valorile posibile ale tensiunilor din circuit (de exemplu, la TEC cu canal inițial de tip *n* tensiunea U_P este negativă iar tensiunea u_{DS} poate fi pozitivă sau negativă).

Exemplu

Parametrii TEC-J din figura 4.7 sunt I_{DSS}=4mA şi U_P=–2V. Dacă se folosesc două rezistențe egale R=1MΩ, să se determine:

a) limitele între care conductanța echivalentă a TEC g_{DS} se modifică liniar cu tensiunea de comandă u_{Cda}, dacă u_{DS} variază între $u_{DS\min} = -1$V şi $u_{DS\max} = 1$V.

b) Cât devin aceste limite dacă domeniul de variație al tensiunii aplicate tranzistorului se reduce de 10 ori (la $u_{DS} = -0{,}1 \ldots 0{,}1$V).

Rezolvare: Se determină domeniul de valabilitate al relației liniare $g_{DS}(u_{Cda})$ prin analiza condițiilor (4.18), (4.19) şi apoi se calculează limitele între care se modifică g_{DS} şi r_{DS}. Factorul de conducție al tranzistorului se determină din (4.10):

$$k_n = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_P^2} = \frac{2 \cdot 4\text{m}}{(-2)^2} = 2\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}.$$

a) Ținând seama de limitele tensiunii u_{DS}, din condițiile:

(4.18): $u_{Cda} > 2U_P - u_{DS} = -4 - (-1 \ldots 1) = -3 \ldots -5$V şi (4.19): $u_{Cda} < -u_{DS} = 1 \ldots -1$V,

considerând situațiile cele mai restrictive, rezultă limitele tensiunii de comandă:

$$2U_P - u_{DS\min} < u_{Cda} < -u_{DS\max} \qquad \text{adică} \qquad u_{Cda} = -3\ldots-1\text{V}.$$

Din (4.17) rezultă limitele conductanței şi ale rezistenței echivalente:

$$g_{DS} = k_n\left(\frac{u_{Cda}}{2} - U_P\right) = 2\text{m}\left(\frac{-3...-1}{2} + 2\right) = 1\ldots3\,\text{mS} \quad \text{şi} \quad r_{DS} = \frac{1}{g_{DS}} = 0{,}33\ldots1\text{k}\Omega\,.$$

Plaja de variație a rezistenței echivalente a TEC este de 1:3.

b) Dacă limitele de variație ale tensiunii se reduc, limitele tensiunii de comandă devin:

$$2U_P - u_{DS\min} = -3{,}9\text{V}\,,\ -u_{DS\max} = -0{,}1\text{V} \qquad \text{adică} \qquad u_{Cda} = -3{,}9\ldots-0{,}1\text{V}$$

şi plaja de variație a rezistenței echivalente a TEC creşte la 1:39 (de 13 ori) :

$$g_{DS} = 2\text{m}\left(\frac{-3{,}9\ldots-0{,}1}{2} + 2\right) = 0{,}1\ldots3{,}9\,\text{mS} \quad \text{şi} \quad r_{DS} = \frac{1}{g_{DS}} = 0{,}26\ldots10\,\text{k}\Omega\,.$$

Rezistențele din divizor au fost neglijate deoarece sunt mult mai mari decât cea mai mare rezistență echivalentă a TEC (1MΩ>>10kΩ).

La circuitele practice se poate atinge o plajă de variație a rezistenței echivalente (în condiții de liniaritate) ceva mai mare decât cea calculată, deoarece TEC-J poate lucra şi cu o uşoară polarizare directă a grilei. În figura 4.8 sunt prezentate rezultatele simulării circuitului pentru $u_{Cda} = 2U_P - u_{DS\min}\ldots0 = -5\ldots0\text{V}$. Din simulare rezultă un domeniu de variație de 1:4,5 ($g_{DS} = 0{,}81\ldots3{,}7\text{mS}$ pentru o eroare de 1% – valorile date de poziția celor două cursoare din figură); respectiv un domeniu de variație de 1:3,6 ($g_{DS} = 1\ldots3{,}6\text{mS}$ pentru o eroare nedetectabilă. Eroarea a fost considerată ca fiind diferența normată a valorii obținute pentru $u_{DS\max} = 1\text{V}$ față de cea obținută în condiții de semnal mic, pentru $u_{DS} = 10\text{mV}$). La simularea pentru $u_{DS\max} = \pm0{,}1\text{V}$, rezultă un domeniu de variație de 1:47 ($g_{DS} = 0{,}085\ldots4\text{mS}$) pentru o eroare de 1% şi un domeniu de variație de 1:40, foarte apropiat de cel obținut prin calcul ($g_{DS} = 0{,}1\ldots4\text{mS}$), pentru o eroare nedetectabilă.

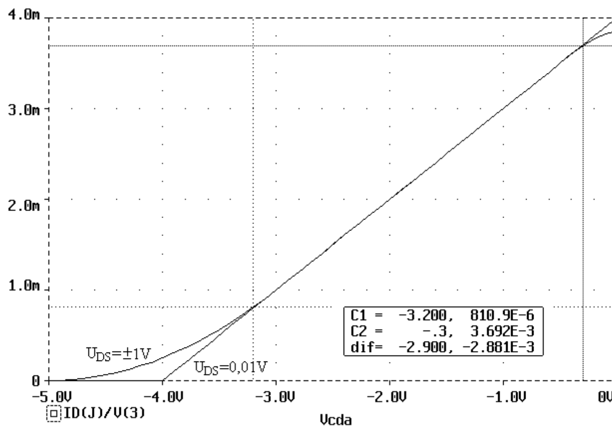


Fig. 4.8. Dependența conductanței g_{DS} de u_{Cda} pentru diferite tensiuni u_{DS} în cazul circuitului cu TEC-J (cu $I_{DSS} = 4\text{mA}$ şi $U_P = -2\text{V}$) şi cu divizor de tensiune.

Se remarcă domeniul de liniaritate al dependenței $g_{DS}(u_{Cda})$ (conform rezultatelor din chenar), în cazul unor variații relativ mari ale u_{DS}.

Rezistențe controlate în tensiune cu TEC pot fi folosită la: circuite de modulare, controlul automat al amplificării, reglarea automată a amplitudinii, oscilatoare comandate în tensiune ş.a.

4.2.3 Comutator analogic cu TEC

La limită, rezistența controlată în tensiune devine comutator. Astfel tranzistorul blocat (cu o rezistență echivalentă foarte mare) este echivalent cu un comutator deschis, iar tranzistorul în conducție (cu o rezistență echivalentă mică) poate fi considerat un comutator închis. Sunt posibile diferite configurații în funcție de tipul şi modul cum este conectat tranzistorul (la masă sau flotant).

În continuare se analizează una dintre cele mai simple configurații, realizată cu un TEC-J cu canal *n* conectat la masă, ca în figura 4.9.*a*. Tranzistorul deconectează sau conectează la masă rezistența de sarcină R_L care este conectată la rândul ei la sursa de semnal u.

Semnalul de control este aplicat în grila tranzistorului. Când acest semnal este nul, TEC este în conducție şi comutatorul este închis. Rezistența R_L şi sursa de semnal u asigură funcționarea TEC în regim rezistiv ($R_L \gg r_{DS}$ şi/sau u are valori mici). Figura 4.9.*b* prezintă caracteristica de ieşire a TEC pentru $u_{GS}=0$ şi câteva drepte de sarcină trasate pentru diferite valori (pozitive şi negative) ale tensiunii sursei de semnal u. Circuitul poate fi dimensionat astfel încât TEC să funcționeze în regim liniar, cu $u_{DS} \ll -U_P$. În acest caz tranzistorul poate fi considerat ca fiind o rezistență $r_{DS}=1/g_{DS}$ (figura 4.9.*c*). Conductanța g_{DS} este panta caracteristicii TEC în origine şi se poate calcula cu (4.8) pentru $u_{GS}=0$. Rezistența în conducție a tranzistorului are valori uzuale de ordinul zecilor de ohmi.

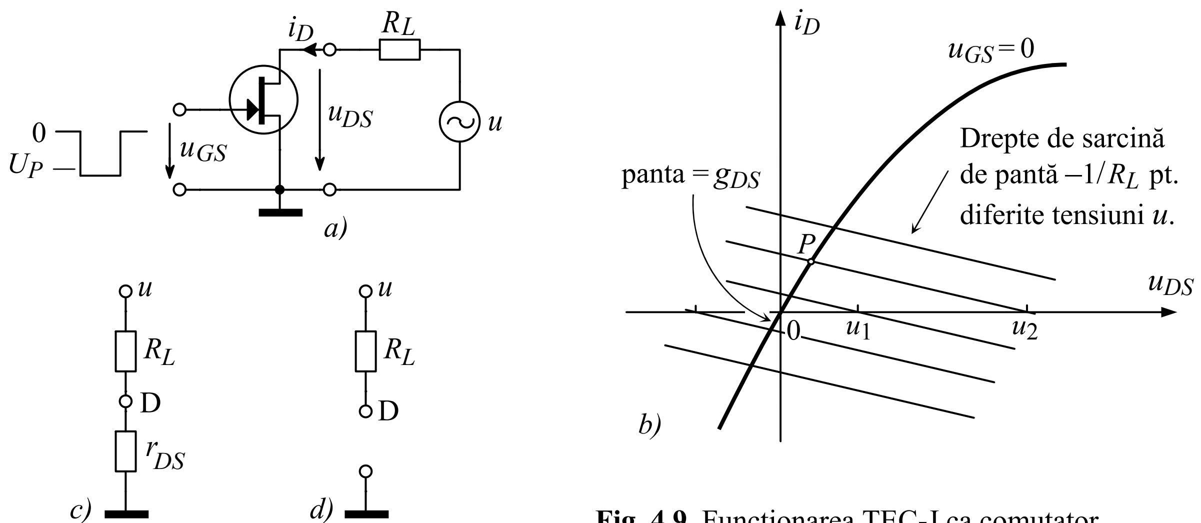


Fig. 4.9. Funcționarea TEC-J ca comutator.

Blocarea tranzistorului, sau deschiderea comutatorului, se realizează conform (4.3) prin aplicarea unei tensiuni de comandă mai negative decât tensiunea de prag. Curentul prin TEC este foarte mic, de ordinul nanoamperilor (sau chiar sutimi de nA), astfel încât drena este practic deconectată de sursă (figura 4.9.*d*). Rezistența comutatorului în stare deschisă este foarte mare.

Față de tranzistorul bipolar, comutatorul cu TEC are avantajul că nu prezintă tensiune de ofset (caracteristicile statice ale TEC sunt liniare la trecerea prin zero, în timp ce caracteristicile TB sunt neliniare şi cu o tensiune de ofset de ordinul zecilor de milivolți). Acest avantaj al TEC permite utilizarea acestuia la comutarea semnalelor analogice, caz în care se numeşte **comutator analogic**.

Pentru a înțelege importanța liniarității caracteristicii statice în cazul comutării semnalelor analogice se va analiza circuitul de principiu din figura 4.10.*a*. Spre deosebire de circuitul anterior, în acest caz rezistența de sarcină R_L are o bornă conectată la masă, iar comutatorul este conectat între sursa de semnal analogic u şi sarcină. În cazul în care semnalul analogic are valori mari, comanda comutatorului este mai dificil de realizat deoarece tensiunea din sursa tranzistorului urmăreşte semnalul, poate fi atât pozitivă cât şi negativă (nu mai este nulă ca în cazul anterior).

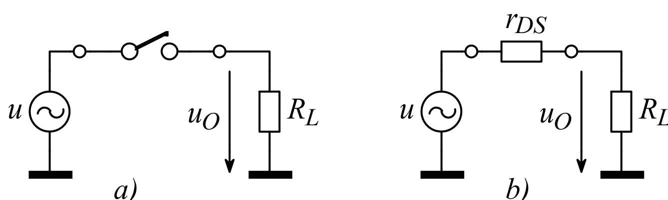


Fig. 4.10. Comutatorul analogic conectează sarcina R_L la semnalul analogic u *(a)*;
b) Schema echivalentă cu comutatorul închis.

În conducție, tranzistorul trebuie să se apropie cât mai mult de un scurtcircuit. Rezistența comutatorului închis formează împreună cu rezistența de sarcină un divizor de tensiune (figura 4.10.*b*). Amplitudinea semnalului de ieşire u_O depinde de rezistența r_{DS} a comutatorului închis:

$$u_O = u_A \frac{R_L}{R_L + r_{DS}}, \tag{4.21}$$

ceea ce face să apară o atenuare a semnalului, datorită rezistenței r_{DS}.

O problemă suplimentară apare dacă rezistența comutatorului depinde de tensiunea u. În acest caz, raportul divizorului de tensiune depinde de nivelul semnalului u şi semnalul de ieşire va avea distorsiuni neliniare. În plus, deoarece tensiunea u poate fi pozitivă sau negativă (de exemplu în cazul unui semnal alternativ), comutatorul trebuie să conducă în ambele direcții, deci trebuie să fie bidirecțional. Pentru a asigura o rezistență în conducție mică şi relativ constantă pentru întreg domeniul de tensiuni admise, în practică se folosesc grupuri de două tranzistoare MOS cu canal indus, unul cu canal *p* şi altul cu canal *n*, care compun aşa-numita poartă de transmisie care transmite sau blochează semnalul analogic spre circuitul de sarcină, conform figurii 4.10. Poarta de transmisie este realizată cu tranzistoare cu efect de câmp cu patru terminale şi va fi analizată într-un paragraf următor.

Un exemplu concret poate fi relevant pentru a înțelege limitările şi avantajele comutatorului analogic cu TEC.

Exemplu de analiză

Se consideră circuitul din figura 4.9 cu o sursă de semnal sinusoidal u cu amplitudinea U_{vf}= 10V şi o sarcină R_L=10kΩ. Parametrii TEC-J sunt I_{DSS}=4mA şi U_P=–2V. Dacă $U_{GS}=0$:

a) Să se determine amplitudinea pozitivă şi cea negativă a tensiunii pe sarcină şi erorile datorate comutatorului analogic.

b) Să se calculeze rezistența de sarcină maximă pentru care tranzistorul este în regim rezistiv şi erorile introduse de comutatorul analogic în acest caz.

c) Cât poate fi R_L pentru ca atenuarea introdusă de comutatorul analogic să fie sub 1%?

Rezolvare: Factorul de conducție al tranzistorului se determină din (4.10):

$$k_n = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_P^2} = \frac{2 \cdot 4\text{m}}{(-2)^2} = 2\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}.$$

a) Pe baza relației (4.6) se determină dependența conductanței g_{DS} de u_{DS}:

$$g_{DS} = \frac{i_D}{u_{DS}}, \qquad g_{DS} = k_u\left(U_{GS} - U_P - \frac{u_{DS}}{2}\right). \tag{4.22}$$

Din (4.21) se obține relația dintre u_{DS} şi u şi apoi relația $g_{DS}(u)$ pentru $U_{GS}=0$:

$$u_{DS} = \frac{u}{1 + g_{ds}R_L}, \quad g_{DS} = k_u\left(-U_P - \frac{u}{2(1 + g_{DS}R_L)}\right).$$

Prin rezolvarea ecuației (de gradul 2 în g_{DS}) precedente pentru valorile maxime şi minime ale tensiunii sursei de semnal (notate cu indicele $_1$, respectiv $_2$) rezultă:

g_{DS1}=3,74mS, g_{DS2}=4,23mS, şi r_{DS1}=267,4Ω, r_{DS2}=236,4Ω.

Ținând seama de limitele tensiunii u, din (4.21) se obțin limitele tensiunii pe sarcină:

$$u_O = u\frac{R_L}{R_L + r_{DS}} = \frac{u}{1+1/(g_{ds}R_L)}, \qquad u_{O1}=9{,}74\text{V}, \qquad u_{O2}=-9{,}77\text{V}.$$

Erorile, privite ca diferențe între amplitudinile (pozitive) ale semnalelor de pe sarcină şi de intrare raportate la amplitudinea semnalului de intrare, sunt:

$$\varepsilon = \frac{|u_{O\text{vf}}| - U_{\text{vf}}}{U_{\text{vf}}}100\%, \qquad \varepsilon_1=-2{,}6\%, \qquad \varepsilon_2=-2{,}3\%.$$

Eroarea de neliniaritate, datorată amplitudinilor diferite ale celor două alternanțe pe sarcină, se calculează ca diferența amplitudinilor (în modul) raportată la amplitudinea medie:

$$\varepsilon_n = \frac{\left||u_{O2}| - u_{O1}\right|}{(u_{O1}+|u_{O2}|)/2} = \frac{0{,}03}{9{,}755} = 0{,}31\%.$$

Această eroare este proporțională cu coeficientul de distorsiuni al semnalului pe sarcină.

b) Tensiunea maximă pe TEC $u_{DS\max}$ apare atunci când tensiunea este maximă la sursa de semnal: $u_{\max}=U_{\text{vf}}$. La limita dintre regimul rezistiv şi regimul de saturație al TEC, pentru $U_{GS}=0$, din (4.11) rezultă: $i_D=I_{DSS}\,(=i_{D\max})$ şi $u_{DS}=-U_P\,(=u_{DS\max})$.

Legea lui Ohm aplicată rezistenței de sarcină în aceste condiții:

$$R_L = \frac{u - u_{DS}}{i_D}, \qquad R_{L\max} = \frac{U_{\text{vf}} + U_P}{I_{DSS}}, \tag{4.23}$$

conduce la $R_{L\max}=(10-2)/4\text{m}=2\text{k}\Omega$.

Conductanțele echivalente ale TEC şi erorile circuitului se determină ca la punctul *a*:

$$g_{DS1}=2\text{mS}, \quad g_{DS2}=4{,}67\text{mS}, \quad \varepsilon_1=-4{,}76\%, \quad \varepsilon_2=-2{,}1\%, \quad \varepsilon_n=2{,}75\%.$$

Se observă erorile mari ale tensiunii pe sarcină şi mai ales eroarea de neliniaritate apreciabilă care apare în acest caz.

c) Din calculele anterioare se observă că erorile mai mari apar pentru alternanța pozitivă iar eroarea este determinată de căderea de tensiune pe TEC, u_{DS1}. Pentru $\varepsilon_1=-1\%=-0{,}01$ rezultă o tensiune: $u_{DS1}=-\varepsilon_1 U_{\text{vf}}=0{,}1\text{V}$ şi din (4.22) rezultă conductanța TEC:

$$g_{DS1} = k_u\left(-U_P - \frac{u_{DS1}}{2}\right) = 2\text{m}(2-0{,}1) = 3{,}9\,\text{mS}.$$

Din regula divizorului de tensiune aplicată divizorului r_{DS1}–R_{L1}, se obține:

$$-\varepsilon_1 = \frac{u_{DS1}}{U_{\text{vf}}} = \frac{1}{1+g_{DS1}R_{L1}} = 0{,}01 \qquad \text{şi} \qquad R_{L1} = \frac{101}{g_{DS1}} = \frac{101}{3{,}8\text{m}} \cong 27\text{k}\Omega.$$

Concluzia este că regimul limită de funcționare *(b)* al TEC trebuie evitat; TEC trebuie să funcționeze cu tensiuni cât mai mici *(c)* pentru a introduce erori minime, sau trebuie ca R_L să fie mult mai mare decât rezistența echivalentă a TEC, $R_L \gg r_{DS0}\,(=-1/k_n U_P=0{,}25\text{k}\Omega)$.

Comutatoarele analogice pot fi utilizate la aplicații cum ar fi convertoarele analog-digitale şi digital-analogice, circuite cu capacități comutate, atenuatoare şi amplificatoare programabile ş.a.

4.2.4 Amplificator de tensiune

Cel mai simplu amplificator de tensiune se poate realiza cu un TEC-MOS cu canal inițial deoarece acesta nu necesită circuit de polarizare a grilei, figura 4.11. Un circuit practic conține şi rezistența R_G care asigură condiția de scurtcircuit a intrării în lipsa sursei de semnal de la intrare (sau dacă această sursă nu asigură o cale de închidere a curentului continuu). Rezistența R_G poate avea valori mari deoarece curentul de grilă este foarte mic (uzual de ordinul picoamperilor) – de exemplu pentru R_G=1MΩ la un curent de grilă de 1nA (=1000pA), căderea de tensiune pe R_G este practic nulă:

$$U_{GS} = R_G I_G = 1\text{M} \cdot 1\text{n} = 1\text{mV}\,(\cong 0). \quad (4.24)$$

Deoarece curentul de grilă al TEC este foarte mic ($i_G \cong 0$), rezistența de intrare în grilă R_{ig} şi rezistența de intrare a amplificatorului R_i au valori foarte mari:

$$R_{ig} = \frac{u_i}{i_g} \cong \infty \qquad \text{şi} \qquad R_i = R_G \parallel R_{ig} \cong R_G. \quad (4.25)$$

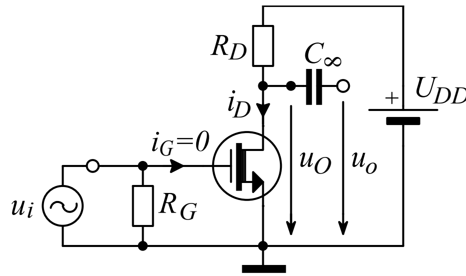


Fig. 4.11. Amplificator de tensiune cu TEC-MOS cu canal inițial de tip *n*.

R_G asigură un potențial nul în grilă, C_∞ asigură separarea componentei de *ca* la ieşire.

Condensatorul de cuplaj de la ieşire, notat cu C_∞, are o valoare suficient de mare (teoretic infinită) pentru a se comporta ca un scurtcircuit din punctul de vedere al semnalului (practic, reactanța capacitivă a acestuia trebuie să fie neglijabilă față de rezistența de drenă).

La analiza circuitului se va considera cazul uzual în care tranzistorul lucrează în saturație. În acest caz, caracteristica de transfer a tranzistorului şi condiția de saturație sunt date de relațiile (4.11). Curentul de polarizare în drenă şi tensiunea statică la ieşire se obțin pentru o tensiune de intrare nulă, $u_i(=u_{GS})=0$:

$$I_D = I_{DSS} \qquad \text{şi} \qquad U_{DS} = U_{DD} - R_D I_{DSS} = U_O. \quad (4.26)$$

Centrarea *psf* la ieşire

Cazurile limită de funcționare sunt intrarea în blocare şi ieşirea din saturație a TEC. La blocare curentul prin TEC este nul, $i_D=0$ şi tensiunea de ieşire este:

$$u_O = U_{DD}. \quad (4.27)$$

Conform condiției (4.11) şi pentru $u_{GS}=0$, TEC este în saturație dacă:

$$u_{DS} > -U_P, \qquad \text{iar la limita ieşirii din saturație} \qquad u_O = -U_P. \quad (4.28)$$

Centrarea punctului static de funcționare (*psf*) presupune alegerea mediei tensiunilor limită:

$$U_O = U_{DS} = \frac{U_{DD} - U_P}{2}. \quad (4.29)$$

Egalând (4.29) cu (4.26) rezultă rezistența de drenă necesară pentru a centra *psf*:

$$R_D = \frac{U_{DD} + U_P}{2 I_{DSS}}. \quad (4.30)$$

Amplificarea în tensiune

În prezenţa semnalului de intrare, tensiunea de ieşire se poate calcula folosind (4.11):

$$u_O = U_{DD} - R_D I_{DSS}\left(1 - \frac{u_i}{U_P}\right)^2 = U_{DD} - R_D I_{DSS} + u_o = U_O + u_o\,, \qquad (4.31)$$

iar tensiunea de semnal u_o este:

$$u_o = R_D I_{DSS}\left[\frac{2u_i}{U_P} - \left(\frac{u_i}{U_P}\right)^2\right]. \qquad (4.32)$$

Dacă este îndeplinită condiţia de semnal mic:

$$u_i \ll |U_P|, \qquad (4.33)$$

atunci termenul pătratic din relaţia precedentă poate fi neglijat, caz în care tensiune de ieşire şi amplificarea în tensiune a circuitului pot fi calculate cu relaţiile:

$$u_o \cong R_D I_{DSS}\frac{2u_i}{U_P} \qquad \text{şi} \qquad A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{2I_{DSS}}{U_P}R_D\,. \qquad (4.34)$$

Din analiza relaţiei precedente se constată că amplificarea depinde direct de parametrii TEC şi de rezistenţa de drenă. Amplificarea are o valoare negativă, deoarece tranzistorul MOS cu canal *n* are o tensiune de prag negativă, conform (4.9). Semnificaţia valorii negative a amplificării este că amplificatorul este inversor, adică semnalele de ieşire şi de intrare sunt în antifază.

Dacă *psf* este centrat (conform celor arătate anterior) atunci R_D îndeplineşte condiţia (4.30) şi amplificarea în tensiune devine:

$$A_u = \frac{2I_{DSS}}{U_P}\frac{U_{DD} + U_P}{2I_{DSS}} = \frac{U_{DD}}{U_P} + 1\,. \qquad (4.35)$$

Din relaţia anterioară se constată că amplificarea în tensiune depinde direct de raportul dintre tensiunea de alimentare şi tensiunea de prag a tranzistorului cu efect de câmp.

Amplificarea maximă

Amplificarea în tensiune maximă în condiţii de semnal mic se obţine cu (4.34), pentru o rezistenţă de drenă maximă. Din (4.26) se constată că o rezistenţă R_D maximă conduce la o tensiune $U_{DS}(=U_O)$ minimă. Tensiunea U_O minimă apare la ieşirea din saturaţie a TEC, conform (4.28). Din (4.28) şi (4.26) rezultă rezistenţa de drenă maximă:

$$R_D = \frac{U_{DD} + U_P}{I_{DSS}}\,. \qquad (4.36)$$

În condiţii de semnal foarte mic la ieşire, din (4.34) şi (4.36) rezultă amplificarea maximă:

$$A_u = 2\left(\frac{U_{DD}}{U_P} + 1\right). \qquad (4.37)$$

Prin compararea (4.37) cu (4.35), se constată că amplificarea în tensiune poate fi cel mult dublă faţă de amplificarea calculată în condiţii de centrare a *psf* la ieşire. În practică, amplificarea maximă nu poate fi realizată, deoarece, pentru o variaţie negativă a semnalului la ieşire, TEC intră în regim nesaturat. În regim nesaturat, neliniarităţile amplificatorului cresc, deoarece curentul de drenă depinde neliniar şi de tensiunea de ieşire (nu numai de tensiunea de intrare ca în saturaţie).

Exemplu de analiză

Pentru amplificatorul din figura 4.11 cu U_{DD}=12V şi R_G=1MΩ, tranzistorul MOS cu canal iniţial de tip *n* cu parametrii: I_{DSS}=10mA şi U_P=–3V, funcţionează în saturaţie.

a) Să se determine rezistenţa de drenă pentru care *psf* este centrat la ieşire (în drenă).

b) Dacă semnalul la intrare are o amplitudine $U_{i_vf}=|U_P/3|=1V$ să se determine limitele tensiunii de ieşire şi amplitudinea celor două alternanţe la ieşire, cu R_D de la punctul *a*.

c) Să se calculeze amplificarea în tensiune a circuitului în condiţii de semnal mic, cu R_D de la punctul *a* şi cu rezistenţa de drenă maximă. Cât este amplitudinea semnalului la ieşire în cele două cazuri, dacă amplitudinea semnalului de la intrare este $U_{i_vf}=0,1V$?

Rezolvare: *a)* Pentru a centra *psf* în drenă trebuie ca tensiunea de drenă să fie media tensiunilor de blocare şi de ieşire din saturaţie a TEC, conform (4.30):

$$R_D=\frac{U_{DD}+U_P}{2I_{DSS}}=\frac{12-3}{2\cdot 10\text{m}}=0{,}45\text{k}\Omega=450\Omega\,.$$

Punctul static de funcţionare al TEC este definit de mărimile de *cc*:

$$U_{GS}=R_G I_G=0,\quad I_D=I_{DSS}=10\text{mA}\ \text{ şi }\ U_{DS}=U_{DD}-R_D I_{DSS}=12-0{,}45\text{k}\cdot 10\text{m}=7{,}5\text{V}\,.$$

b) Curentul de drenă în cele două situaţii limită: $u_{GS}=\pm U_{i_vf}=\pm|U_P/3|$, se calculează cu relaţia (4.11), ţinând seama de rezultatul de la punctul *a*: $R_D I_{DSS}=(U_{DD}+U_P)/2$, iar limitele tensiunii de ieşire rezultă din T2K aplicată pe bucla de ieşire.

- Pentru alternanţa pozitivă la intrare, $u_{GS}=U_{i_vf}=-U_P/3$, rezultă:

$$i_D=I_{DSS}\left(1-\frac{-U_P}{3\cdot U_P}\right)^2=\frac{16}{9}I_{DSS}=i_{D\max}=17{,}8\text{mA}\ \text{ şi}$$

$$u_{DS}=U_{DD}-\frac{16}{9}I_{DSS}R_D=U_{DD}-\frac{8}{9}(U_{DD}+U_P)=\frac{U_{DD}}{9}-\frac{8}{9}U_P=u_{O\min}=4\text{V}\,.$$

Deoarece $u_{O\min}>-U_P$, condiţia de saturaţie este îndeplinită şi deci calculul este corect.

- Pentru alternanţa negativă la intrare, $u_{GS}=-U_{i_vf}=U_P/3$, rezultă:

$$i_D=I_{DSS}\left(1-\frac{U_P}{3\cdot U_P}\right)^2=\frac{4}{9}I_{DSS}=i_{D\min}=4{,}44\text{mA}\ \text{ şi}$$

$$u_{DS}=U_{DD}-\frac{4}{9}I_{DSS}R_D=U_{DD}-\frac{2}{9}(U_{DD}+U_P)=\frac{7}{9}U_{DD}-\frac{2}{9}U_P=u_{O\max}=10\text{V}\,.$$

Amplitudinile semnalului la ieşire pot fi calculate ca diferenţe între valorile limită şi valoarea din *psf* a tensiunii de ieşire:

$$U^{(+)}_{o_vf}=u_{o\max}-U_O=2{,}5\text{V}\quad\text{ şi }\quad U^{(-)}_{o_vf}=U_O-u_{o\min}=3{,}5\text{V}\,.$$

Semnalul de ieşire este distorsionat deoarece amplitudinile acestuia sunt inegale. Eroarea este cauzată de nivelul prea mare al semnalului şi poate fi apreciată cu diferenţa dintre amplitudini şi media acestora, raportată la medie:

$$U_{o_\mathrm{med}} = \frac{U^{(+)}_{o_\mathrm{vf}} + U^{(-)}_{o_\mathrm{vf}}}{2} = 3\mathrm{V}, \qquad \varepsilon = \frac{U^{(-)}_{o_\mathrm{vf}} - U_{o_\mathrm{med}}}{U_{o_\mathrm{med}}} = \frac{0{,}5}{3} = 0{,}167 = 16{,}7\%.$$

Eroarea calculată reprezintă de fapt coeficientul de distorsiuni al semnalului la ieşire.

c) Amplificarea în tensiune se poate calcula cu (4.34). Pentru $R_D = 0{,}45\mathrm{k}\Omega$ rezultă:

$$A_u = \frac{2I_{DSS}}{U_P} R_D = \frac{2 \cdot 10\mathrm{m}}{-3} 0{,}45\mathrm{k} = -3.$$

Valoarea negativă a amplificării arată faptul că semnalul de ieşire este în antifază cu cel de la intrare. Se remarcă valoarea mică a modulului amplificării (comparativ cu cea a unui amplificator identic echipat cu tranzistor bipolar). Astfel, la un amplificator cu TB în condiţii echivalente: $I_C = 10\mathrm{mA}$ şi $R_C = 0{,}45\mathrm{k}\Omega$, rezultă din (3.82): $A_u = -40 I_C R_C = -180$, o amplificare de 60 de ori mai mare (în modul). Pe de altă parte, amplificatorul cu TEC are o rezistenţă de intrare $R_i = R_G = 1\mathrm{M}\Omega$ mult mai mare faţă de amplificatorul cu TB, a cărui rezistenţă de intrare este mai mică de 1kΩ, (de cel puţin 1000 de ori mai mare).

Rezistenţa de drenă maximă se obţine la limita ieşirii din saturaţie a TEC, conform (4.36), iar amplificarea corespunzătoare rezultă din (4.34):

$$R_D = \frac{U_{DD} + U_P}{I_{DSS}} = \frac{12 - 3}{10\mathrm{m}} = 0{,}9\mathrm{k}\Omega, \qquad A_u = \frac{2I_{DSS}}{U_P} R_D = \frac{2 \cdot 10\mathrm{m}}{-3} 0{,}9\mathrm{k} = -6.$$

Amplificarea maximă obţinută, în condiţiile unei tensiuni statice de ieşire la limita saturaţiei: $U_{DS} = U_{DD} - R_D I_{DSS} = 12 - 0{,}9\mathrm{k} \cdot 10\mathrm{m} = 3\mathrm{V}\ (= -U_P)$. este dublă faţă de amplificarea calculată anterior

Condiţia de semnal mic (4.33) fiind îndeplinită: $U_{i_\mathrm{vf}} (= 0{,}1\mathrm{V}) \ll |U_P| (= 3\mathrm{V})$, amplitudinea tensiunii la ieşire este:

$$U_{o_\mathrm{vf}} = |A_u| \cdot U_{i_\mathrm{vf}} = 3 \cdot 0{,}1 = 0{,}3\mathrm{V} \text{ pentru } R_D = 0{,}45\mathrm{k}\Omega,$$

respectiv $U_{o_\mathrm{vf}} = 0{,}6\mathrm{V}$ pentru $R_D = 0{,}9\mathrm{k}\Omega$.

Tensiunea la ieşire în al doilea caz variază în jurul valorii din *psf* (U_{DS}) astfel: $u_O = U_{DS} \pm U_{o_\mathrm{vf}} = 3\mathrm{V} \pm 0{,}6\mathrm{V} = 2{,}4 \ldots 3{,}6\mathrm{V}$. Tranzistorul iese din saturaţie ($u_O < -U_P$) pentru semialternanţa negativă a semnalului de ieşire. În această situaţie, pe de o parte, relaţia de calcul a amplificării nu mai este corectă şi pe de altă parte, apar distorsiuni suplimentare ale semnalului de ieşire (deoarece curentul de drenă va depinde şi de tensiunea de ieşire). Pentru a obţine o amplificare cât mai mare fără distorsiuni, se ridică tensiunea statică de ieşire (în acest caz la: $U_{DS} > -U_P + U_{o_\mathrm{vf}} = 3{,}6\mathrm{V}$), prin reducerea corespunzătoare a rezistenţei de drenă: $R_D = (U_{DD} - U_{DS})/I_{DSS}$ ($R_D < 0{,}84\mathrm{k}\Omega$, în acest caz).

Pentru a putea utiliza un TEC-J ca amplificator, trebuie introdus un circuit suplimentar de polarizare a grilei, astfel încât, indiferent de polaritatea semnalului de intrare, joncţiunea grilă-sursă să fie polarizată invers – de exemplu la TEC-J cu canal *n*, tensiunea în grilă trebuie să fie negativă.

Toate aplicaţiile prezentate în acest subcapitol pot fi adaptate şi pentru TEC cu canal indus, prin introducerea unor circuite suplimentare de polarizare a grilei tranzistoarelor. În subcapitolul următor vor fi prezentate astfel de circuite de polarizare atât pentru TEC-J cât şi pentru TEC-MOS.

4.3 CIRCUITE DE POLARIZARE

Circuitele de polarizare impun mărimile electrice de *cc* (sau de polarizare) prin tranzistor sau se mai spune că fixează punctul static de funcţionare (*psf*) al tranzistorului. Deoarece TEC este în esenţă un dispozitiv care controlează curentul de drenă, la dimensionarea circuitului de polarizare, principala mărime de interes este curentul static de drenă I_D. De exemplu, la un amplificator cu TEC, trebuie ca *psf* în drenă să fie caracterizat de un curent I_D stabil şi predictibil, iar tensiunea de polarizare U_{DS} trebuie să asigure funcţionarea TEC în saturaţie pentru toate nivelurile normale ale semnalului de intrare. Valoarea curentului I_D este determinată de parametrii tranzistorului şi de tensiunea de polarizare a intrării U_{GS}, fixată de circuitul de polarizare al grilei.

Un curent de polarizare I_D stabil este acela care depinde cât mai puţin de parametrii TEC: U_P şi k_n respectiv k_p (pentru tranzistoarele cu canal *n*, respectiv pentru cele cu canal *p*). Problema stabilităţii *psf* este importantă la TEC deoarece parametrii acestora au variaţii tehnologice apreciabile, după cum se poate vedea din cataloagele de tranzistoare.

4.3.1 Polarizarea TEC cu grilă joncţiune (TEC-J)

Parametrii TEC-J se modifică datorită temperaturii. O variaţie mult mai importantă este însă aşa-numita variaţia tehnologică a parametrilor; astfel, tranzistoare diferite care aparţin aceluiaşi tip pot avea parametrii foarte diferiţi. Spre exemplu, foaia de catalog a tranzistorului de tip 2N3221 (TEC-J cu canal *n*) indică o variaţie posibilă a curentului I_{DSS} de la 2 la 6mA, iar limitele de variaţie ale tensiunii de prag U_P se pot estima ca fiind de la –1 la –3V, deci ambii parametrii au un domeniu de variaţie de 1:3 (sunt cazuri când domeniul de variaţie al parametrilor este de 1:10 şi chiar mai mult). Dacă se înlocuieşte un anumit tranzistor cu un altul de acelaşi tip, circuitul de polarizare trebuie astfel conceput încât curentului static I_D să nu se modifice semnificativ.

Problema polarizării tranzistoarelor reale admite totuşi o simplificare, în sensul că TEC-J care au un curent I_{DSS} mare tind să aibă şi tensiunea de prag $|U_P|$ mare, respectiv cele cu un curent I_{DSS} mic au şi tensiunea de prag $|U_P|$ mică. Astfel, pentru exemplul precedent, se poate estima că circuitul de polarizare trebuie să asigure funcţionarea pentru două tranzistoare limită: unul (va fi notat cu „min”) caracterizat de valorile limită minime: I_{DSS1}=2mA, U_{P1}=–1V şi celălalt (notat cu „max”) caracterizat de valorile limită maxime: I_{DSS2}=6mA, U_{P2}=–3V. Caracteristicile de transfer a celor două tranzistoare extreme sunt trasate în figura 4.12.

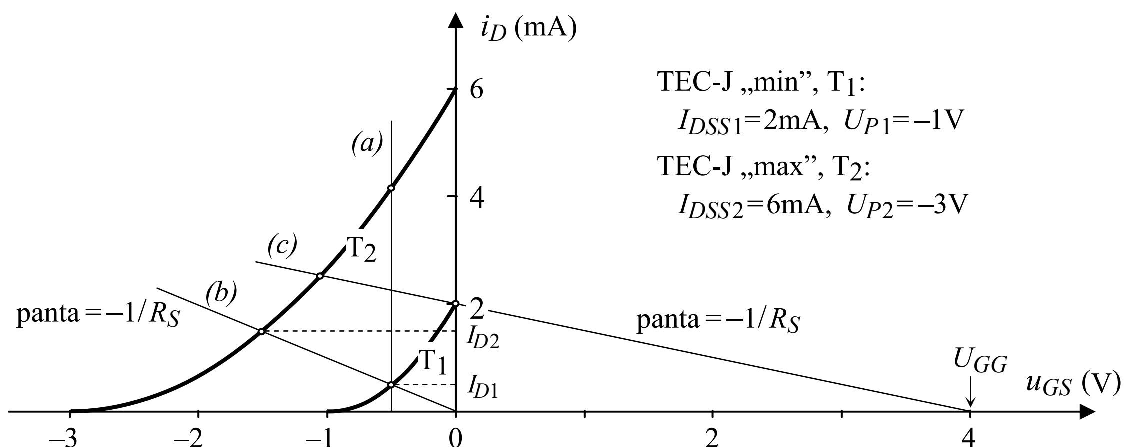


Fig. 4.12. Caracteristicile de transfer limită pentru TEC-J (cu canal *n*, de tip 2N3221). Sunt desenate şi dreptele de sarcină pentru polarizare: *(a)* – cu tensiune constantă, *(b)* – cu negativare automată şi *(c)* – cu negativare automată şi divizor de tensiune.

Polarizare cu tensiune constantă

Cel mai simplu circuit de polarizare se obține prin introducerea unei surse de tensiune între grilă şi sursă ca în figura 4.11.*a*. Pentru un TEC-J cu canal *n*, limitele tensiunii U_{GS} sunt:

$$U_P < U_{GS} < 0. \tag{4.38}$$

Dacă se ține seama de dispersia tehnologică, în formula de mai sus trebuie considerată tensiunea de prag cea mai mică în valoare absolută, U_{P1} pentru cazul prezentat anterior. Dacă tensiunea U_{GS} este cuprinsă între U_{P2} şi U_{P1} tranzistorul „min" va fi blocat, (deci unele tranzistoare de tipul respectiv vor fi blocate). În cazul reprezentat în figură, cu $U_{GS}=-0{,}5$V, rezultă o dispersie foarte mare a curenților: de la 0,5 la 4,17mA, un raport mai mare decât 1:8. Deoarece este necesară o sursă suplimentară (cu polaritate inversă față de sursa de polarizare a drenei) şi datorită dispersiei foarte mari a curentului I_D, această metodă nu se foloseşte în practică.

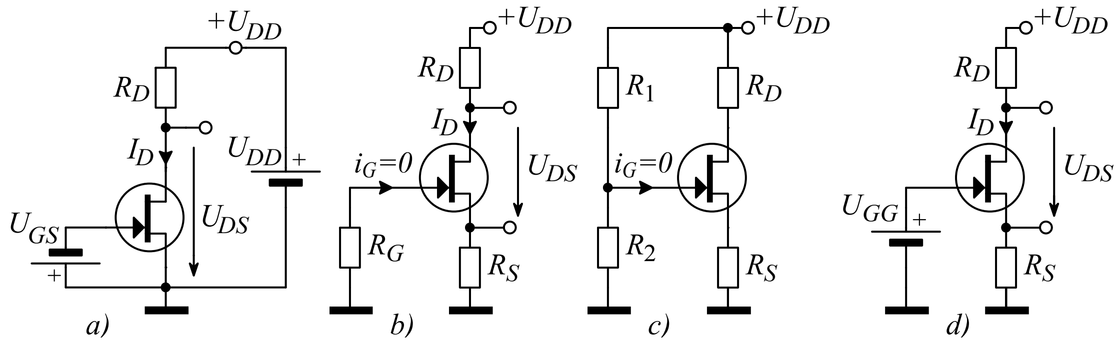


Fig. 4.13. Circuite de polarizare (pentru TEC-J cu canal *n*): *a)* cu tensiune constantă, *b)* cu negativare automată, *c)* cu negativare automată şi divizor de tensiune şi *d)* schema echivalentă pentru *c* (divizorul de tensiune este echivalat cu sursa U_{GG}).

Polarizare cu negativare automată

Circuitul de polarizare cu negativare automată (sau cu auto-polarizare) este prezentat în figura 3.13.*b*. Circuitul include rezistența R_S între sursă şi masă. Căderea de tensiune pe această rezistență $U_S=R_SI_D$ reprezintă chiar tensiunea de polarizare inversă U_{GS}:

$$U_{GS}=-R_SI_D, \tag{4.39}$$

grila fiind legată la masă prin rezistența R_G, $U_G\cong 0$ şi $U_{GS}=U_G-U_S=-U_S$. Chiar dacă rezistența R_G are valori mari (de ordinul megaohmilor) căderea de tensiune pe ea este foarte mică deoarece curentul care o parcurge este practic nul, $i_G\cong 0$ (cu valori uzuale mai mici de un nanoamper).

Negativarea automată se referă la apariția unei tensiuni negative de polarizare a grilei U_{GS} prin punerea grilei la masă şi ridicarea potențialului sursei (datorită curentului care trece prin dispozitiv şi prin rezistența R_S). Un astfel de circuit este posibil doar la dispozitive care sunt normal deschise, de tipul TEC cu canal inițial (la tranzistoarele normal blocate, cum ar fi TB sau TEC cu canal indus, această auto-polarizare nu este posibilă).

Ecuația (4.39) combinată cu caracteristica de transfer în saturație (4.11) conduce la:

$$I_D = I_{DSS}\left(1+\frac{I_DR_S}{U_P}\right)^2. \tag{4.40}$$

Soluția acestei ecuații poate fi obținută pe cale grafică. Pe graficul din figura 4.12, relația liniară (4.39) este dreapta *(b)* care trece prin origine. Valoarea curentului prin TEC se modifică de la I_{D1} pentru tranzistorul „min" la I_{D2} pentru tranzistorul „max", o modificare mult mai redusă

decât în cazul polarizării cu tensiune constantă. Pentru a reduce variația curentului I_D trebuie aleasă o rezistență R_S cât mai mare (o valoare mare pentru R_S conduce la o pantă mică a dreptei). Cu o valoare mare pentru R_S rezultă însă un curent I_D nepractic de mic (mai ales în cazul TEC „min”).

De exemplu, pentru o rezistență R_S de 1kΩ şi considerând caracteristicile din figura 4.13, rezultă $I_D = 0{,}5\text{mA}$, $U_{GS} = -0{,}5\text{V}$ pentru TEC „min” şi $I_D = 1{,}5\text{mA}$, $U_{GS} = -1{,}5\text{V}$ pentru TEC „max”, o variație de 1:3, mai mică decât la circuitul cu tensiune constantă, dar totuşi inacceptabilă.

Polarizare cu negativare automată şi divizor de tensiune

Din figura 4.12 se observă că pentru a reduce variația curentului, caracteristicile de transfer trebuie să fie intersectate cu o dreaptă a cărei pantă să fie cât mai mică. Utilizarea unei surse de tensiune pozitivă în grilă U_{GG} conduce la o astfel de dreaptă, marcată *(c)* pe figură:

$$u_{GS} = U_{GG} - R_S i_D. \tag{4.40}$$

Ecuația de mai sus poate fi implementată cu circuitul din figura 4.13.*d* care se realizează practic cu ajutorul unui divizor de tensiune, rezultând astfel circuitul din figura 4.13.*c*, la care:

$$U_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{DD}. \tag{4.41}$$

Curentul I_D se poate determina prin înlocuirea tensiunii u_{GS} din (4.40) în (4.11).

La toate circuitele de polarizare analizate, rezistența R_D trebuie aleasă astfel ca tranzistorul să rămână în saturație (indiferent de exemplarul de tranzistor sau de nivelul semnalului de intrare), conform condiției (4.11). Condiția de saturație poate fi scrisă într-o formă mai simplă:

$$u_{DS} > u_{GS} - U_P, \quad u_{DS} - u_{GS} = u_{DG}, \qquad u_{DG} > -U_P, \tag{4.42}$$

ceea ce semnifică faptul că potențialul în drenă trebuie să fie mai mare decât în sursă cu $|U_P|$.

Tensiunea U_{DS} sau rezistența R_D se determină din ecuația dreptei de sarcină la ieşire:

$$u_{DS} = U_{DD} - (R_D + R_S)\, i_D. \tag{4.43}$$

Exemplu de proiectare

Să se dimensioneze circuitul de polarizare din figura 4.13.*c* dacă caracteristicile TEC-J sunt cele din figura 4.12, pentru o tensiune de alimentare $U_{DD} = 10\text{V}$.

Rezolvare: Pentru a obține un curent I_D cât mai mare şi o variație a acestuia cât mai mică, trebuie utilizate valori cât mai mari pentru U_{GG} şi R_S. Pe de altă parte, cu cât U_{GG} este mai mare cu atât se va reduce căderea de tensiune pe R_D (deoarece conform condiției (4.42) potențialul în drenă trebuie să fie mai mare decât în grilă cel puțin cu $|U_P|$, pentru a menține TEC-ul în saturație). Pentru un anumit I_D, o tensiune mai mică pe R_D conduce la o valoare mai mică pentru R_D şi implicit, conform (4.30), o amplificare în tensiune mai mică a circuitului. Dacă se alege o tensiune $U_{GG} = 4\text{V}$, atunci tranzistorul „min” trebuie să aibă o tensiune de drenă de cel puțin $U_G - U_P = 5\text{V}$ şi mai rămân 5V pentru R_D, iar tranzistorul „max” trebuie să aibă o tensiune de drenă de cel puțin 4+3=8V şi mai rămân 2V pentru R_D.

Pentru a maximiza curentul I_D, R_S se alege astfel încât să rezulte curentul I_D maxim pentru tranzistorul „min”: $I_D = I_{DSS1} = 2\text{mA}$, ceea ce corespunde unei tensiuni $U_{GS} = 0$ pentru respectivul tranzistor. În acest caz, semnalul aplicat la intrare poate să aducă joncțiunea grilă-sursă în polarizare directă, care poate fi admisă cu condiția ca tensiunea de polarizare directă să fie mai mică decât tensiunea de deschidere a joncțiunii (U_{D0}, circa 0,5V la siliciu).

Rezistența R_S se determină din T2K scrisă pe bucla de intrare pentru $U_{GS}=0$:

$$U_{GG}=U_{GS}+R_S I_D=R_S I_{DSS1}, \qquad R_S=\frac{U_{GG}}{I_{DSS1}}=\frac{4}{2\text{m}}=2\text{k}\Omega .$$

Curentul prin tranzistorul „max” se calculează prin înlocuirea (4.40) în (4.11) şi rezolvarea ecuației pătratice:

$$\frac{i_D}{I_{DSS2}}=\left(1-\frac{U_{GG}}{U_{P2}}+\frac{R_S}{U_{P2}}i_D\right)^2 \qquad \text{din care rezultă} \qquad I_D=2{,}53\text{mA},$$

Variația curentului I_D=2…2,53mA este mult mai mică decât în cazul polarizării cu negativare automată (unde s-a obținut I_D=0,5…1,5mA; variația, normată la valoarea medie, este de circa patru ori mai mică: ±12% față de ±50%).

Polarizarea TEC-J cu canal *p*

Metodele de polarizare prezentate pentru TEC-J cu canal *n* pot fi utilizate şi pentru TEC-J cu canal *p* cu inversarea sensului tensiunilor. Se preferă reprezentarea tranzistoarelor inversat (cu sursa în sus, pentru ca sensurile tensiunilor şi ale curenților să fie de sus în jos) ca în figura 4.14.

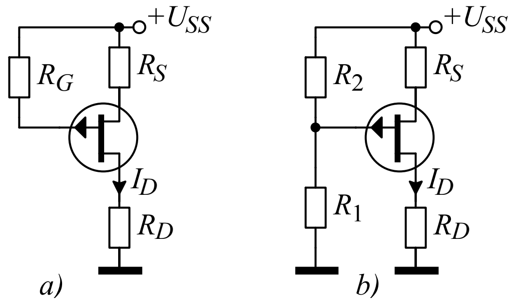


Fig. 4.14. Circuite de polarizare pentru TEC-J cu canal *p*:
a) cu negativare automată,
b) cu negativare automată şi divizor de polarizare în grilă.

Condiția de saturație la TEC cu canal *p*, (4.13), poate fi rescrisă într-o formă mai simplă:

$$u_{SD}>u_{SG}+U_P, \quad u_{SD}-u_{SG}=u_{GD}, \qquad u_{GD}>U_P, \tag{4.44}$$

Semnificația fizică a relației (4.44) este că potențialul în grilă trebuie să fie mai mare decât în drenă cu o tensiune egală cu U_P (care este pozitivă în cazul TEC-J cu canal *p*).

Relațiile de calcul de la TEC-J cu canal *n* pot fi adaptate la TEC-J cu canal *p* conform regulilor indicate la prezentarea tranzistorului cu canal *p* (paragraful *4.1.3*). Astfel, pentru circuitul de polarizare cu negativare automată, relațiile (4.39) şi (4.40) devin:

$$U_{SG}=-R_S I_D, \qquad \text{respectiv} \qquad I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{I_D R_S}{U_P}\right)^2 . \tag{4.45}$$

La circuitul de polarizare cu negativare automată şi divizor în grilă relațiile (4.41), (4.40) şi (4.43) devin:

$$U_{GG}=\frac{R_2}{R_1+R_2}U_{SS}, \qquad u_{SG}=U_{GG}-R_s i_D, \tag{4.46}$$

respectiv

$$u_{SD}=U_{SS}-(R_D+R_S)\,i_D. \tag{4.47}$$

Curentul I_D se poate determina prin înlocuirea tensiunii u_{SG} din (4.46) în (4.11) rescrisă pentru TEC-J cu canal *p*:

$$i_D=I_{DSS}\left(1+\frac{u_{SG}}{U_P}\right)^2 . \tag{4.48}$$

4.3.2 Polarizarea TEC cu canal indus

Tehnicile de polarizare de la TB sunt folosite şi la tranzistoarele cu canal indus, deoarece ambele tipuri sunt dispozitive normal închise şi circuitul de polarizare trebuie să asigure la terminalul de control o tensiunea mai mare decât tensiunea de deschidere a tranzistorului. Există şi unele deosebiri: TEC are un curent de intrare în grilă practic nul iar tensiunea de deschidere este mai mare pentru tranzistoarele MOS discrete şi cu o dispersie de fabricaţie mult mai mare decât la TB; din analiza datelor de catalog ale TEC-MOS cu canal indus, se constată că valorile uzuale ale tensiunii de prag sunt $U_P = 2\ldots4\,\text{V}$ (sau $U_P = 1\ldots3\,\text{V}$) ceea ce indică limite de variaţie ale U_P aflate în raport de $1{:}2$ (până la $1{:}3$). În continuare se vor prezenta particularităţile circuitelor de polarizare ale TEC-MOS discrete.

Circuit de polarizare cu divizor în grilă

Se vor prezenta circuitele de polarizare pentru TEC cu canal indus de tip *n* care au tensiunea de prag pozitivă (4.2). Tensiunea pozitivă în grilă poate fi obţinută cu un divizor de tensiune (alimentat de la sursa pozitivă de tensiune U_{DD}), conform figurii 4.15:

$$U_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{DD}. \tag{4.49}$$

La varianta mai simplă de circuit din figura 4.14.*a* $U_{GS} = U_{GG}$. Fiind fixă, tensiunea U_{GS} determină curenţi diferiţi (I_{D1a} şi I_{D2}) pentru tranzistoare care au parametrii diferiţi, cazul *(a)* din figura 4.16; în figură s-au considerate tranzistoarele limită, cu limite de variaţie ale tensiunii de prag U_P aflate în raport de $1{:}2$.

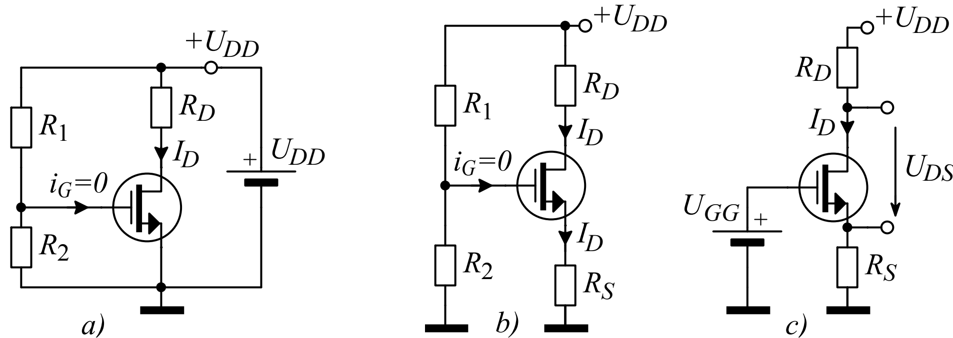


Fig. 4.15. Circuite de polarizare pentru TEC-MOS cu canal indus (de tip *n*) cu tensiune constantă în grilă: *a)* cu U_{GS} constant; Cu tensiune constantă şi rezistenţă în sursă: *b)* circuitul practic (cu divizor de tensiune) şi *c)* schema echivalentă (divizorul este echivalat cu U_{GG}).

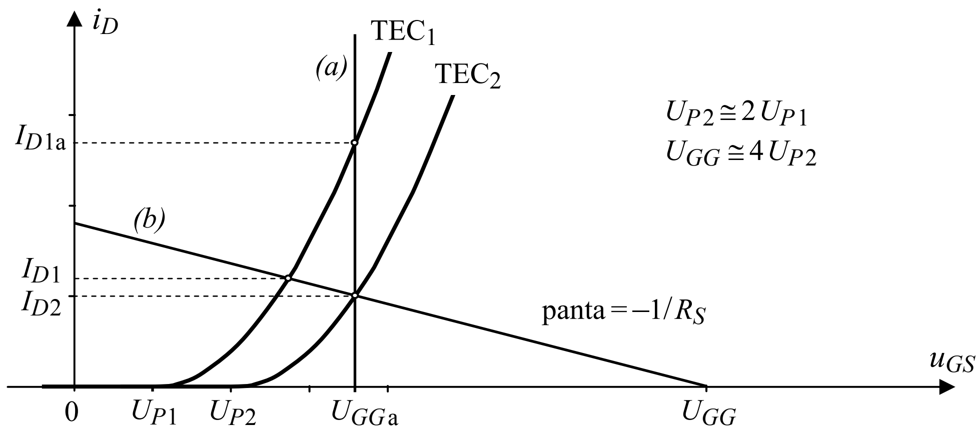


Fig. 4.16. Caracteristicile de transfer limită pentru TEC-MOS cu canal indus de tip *n* şi dreptele de sarcină pentru polarizare: *(a)* – cu tensiune U_{GS} constantă, *(b)* – cu U_{GG} şi R_S.

Pentru a reduce variațiile curentului de polarizare din drenă, se introduce rezistența R_S şi se măreşte tensiunea U_{GG}; circuitul rezultat este cel din figura 4.15.*b*. Pentru calcularea circuitului se înlocuieşte divizorul de tensiune din grilă cu sursa de tensiune U_{GG}, conform schemei echivalente din figura 4.15.*c*. Structura circuitului este identică cu cea de la TEC-J (din figura 4.13.*c* şi *d*) şi în ambele cazuri rezistența R_S stabilizează *psf*, datorată influenței pe care o are curentul de drenă I_D asupra tensiunii de polarizare U_{GS} (apare o aşa-numită reacție negativă locală). Deoarece tensiunea de prag are semn diferit (la TEC-MOS față de TEC-J), funcționarea celor două circuite este oarecum diferită, prin aceea că la TEC-J rezistența R_S asigură negativarea grilei iar aici nu. Metoda de calcul a celor două circuite este însă identică; astfel, tensiunea u_{GS} depinde de curentul de drenă conform relației (4.40) iar curentul de polarizare în drenă I_D se determină prin înlocuirea (4.40) în (4.5) şi rezolvarea ecuației pătratice care rezultă:

$$i_D = \frac{k_n}{2}\left(U_{GG} - U_P - R_S i_D\right)^2 . \qquad (4.50)$$

S-a considerat cazul uzual în care TEC funcționează în saturație, adică tensiunea u_{DS} calculată din (4.43) îndeplineşte inegalitatea (4.5). Condiția de saturație poate fi scrisă şi conform (4.42), ceea ce semnifică faptul că: $u_D > u_G - U_P$ (potențialul în drenă trebuie să fie mai mare decât diferența dintre potențialul grilei şi tensiunea de prag).

Din figura 4.16 se constată o variație mult mai mică a curentului de polarizare în drenă, (de la I_{D2} la I_{D1}) în cazul *b* față de cazul *a* ($I_{D2} \ldots I_{D1a}$) şi se poate concluziona că circuitul de polarizare cu rezistență în sursă este mult mai puțin sensibil la modificarea parametrilor TEC.

Polarizarea cu rezistență drenă-grilă

La circuitul de polarizare din figura 4.17 căderea de tensiune pe rezistența grilă-sursă R_G este nulă deoarece curentul i_G care circulă prin R_G este nul. De aceea, tensiunea de drenă este practic egală cu tensiunea de grilă $u_{DS} = u_{GS}$. Aceasta asigură saturația TEC-MOS (conform inegalității de la (4.5)) şi permite calcularea curentului de drenă prin înlocuirea tensiunii de drenă:

$$u_{DS} = U_{DD} - R_D i_D \; (= u_{GS}) \qquad (4.51)$$

în ecuația (4.5) a tranzistorului cu canal indus:

$$i_D = \frac{k_n}{2}\left(u_{DS} - U_P\right)^2 . \qquad (4.52)$$

Acțiunea de stabilizare a *psf* realizată de acest circuit se poate explica printr-un exemplu ipotetic. La apariția unei tendințe de creştere a curentului de drenă (de exemplu datorită creşterii U_{DD}), tensiunea de drenă se reduce – conform (4.51), ceea ce conduce la o tendință de reducere a curentului i_D – conform (4.52), astfel încât creşterea globală a curentului de drenă este mult mai mică decât tendința inițială. Acesta este un mecanism specific reacției negative prin care efectul (curentul i_D) influențează cauza (tensiunea u_{GS}) în sensul micşorării efectului.

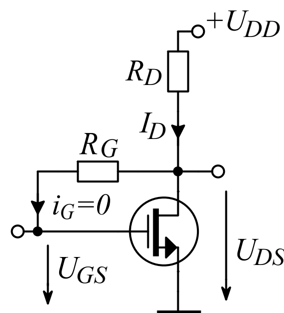


Fig. 4.17. Circuit de polarizare pentru TEC-MOS cu canal inițial de tip *n* .

- Este folosit la tranzistoarele discrete.
- La acest circuit: $U_{DS} = U_{GS}$.

Exemplu de proiectare

Datele de catalog ale unui TEC-MOS cu canal inițial, de tip 1N7002, indică un domeniu de variație a tensiunii de prag $U_P = 1 \ldots 2{,}5\text{V}$, cu o valoare tipică $U_P = 2{,}1\text{V}$ şi un curent maxim de grilă $I_{GS\max} = 10\text{nA}$ (pentru $U_{GS} < 15\text{V}$). Pentru $u_{DS} > 3\text{V}$ (TEC saturat), din caracteristicile statice (tipice) rezultă un curent $I_D = 0{,}36\text{A}$ la o tensiune $U_{GS} = 3\text{V}$. Se consideră $U_{DD} = 12\text{V}$.

a) Să se dimensioneze circuitul de polarizare cu divizor în grilă şi rezistență în sursă, pentru a obține un curent de drenă de 10mA şi să se determine variația I_D pentru variația posibilă a U_P. Se va considera o amplitudine maximă a tensiunii la ieşire de 3V.

b) Să se dimensioneze circuitul de polarizare cu rezistență drenă-sursă pentru a obține un curent de drenă de 10mA şi să se determine variația I_D pentru variația posibilă a U_P. Să se determine variația maximă posibilă a tensiunii în drenă în funcție de valoarea tensiunii de prag.

Rezolvare: Din datele de catalog şi (4.5) se determină factorul de conducție al TEC:

$$\frac{k_n}{2} = \frac{i_D}{(u_{GS} - U_P)^2} = \frac{0{,}36}{(4 - 2{,}1)^2} = 0{,}1 \frac{\text{A}}{\text{V}^2}$$

Deoarece în catalog sunt date caracteristicile tipice s-a considerat valoarea tipică a tensiunii de prag. Pentru cazurile limită se va adăuga indicele suplimentar 1 pentru TEC cu U_P minim şi indicele 2 pentru TEC cu U_P maxim.

a) Tensiunea U_{GS} necesară pentru un curent $I_D = 10\text{mA}$ se determină din (4.5):

$$U_{GS} - U_P = \sqrt{\frac{I_D}{k_n/2}} = \sqrt{\frac{0{,}01}{0{,}1}} = 0{,}316\,\text{V}, \qquad U_{GS} = 2{,}1 + 0{,}316 \cong 2{,}4\text{V}$$

Alegerea tensiunilor de polarizare în sursă şi în drenă trebuie să asigure funcționarea TEC în saturație indiferent de nivelul semnalului. Fiind mai multe posibilități, alegerea unei variate se face pe baza unui compromis între stabilitatea *psf* şi maximizarea amplificării în tensiune. Un compromis acceptabil este alegerea unei tensiuni în sursă:

$$U_S = (1/4 \ldots 1/3)\,U_{DD} = 3 \ldots 4\text{V}.$$

Pentru o tensiune $U_S = 3\,\text{V}$ rezultă rezistența din sursă R_S şi tensiunea în grilă U_G:

$$R_S = \frac{U_S}{I_D} = \frac{3}{10\text{m}} = 300\,\Omega \qquad \text{şi} \qquad U_G = U_{GG} = U_S + U_{GS} = 5{,}4\text{V}.$$

La dimensionarea divizorului de tensiune din grilă se neglijează curentul de grilă:

$$\frac{U_{DD}}{U_{GG}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{12}{5{,}4} = 2{,}22 \qquad \text{sau} \qquad R_2 = 1{,}22 R_1.$$

Relația precedentă impune raportul rezistențelor, valoarea lor trebuie aleasă astfel încât curentul prin divizor să fie mult mai mare decât curentul de grilă. Pe de altă parte, pentru ca amplificatorul să aibă o rezistență de intrare mare, rezistențele trebuie să fie cât mai mari. De exemplu pentru $R_1 = 1\text{M}\Omega$ rezultă $R_2 = 1{,}2\text{M}\Omega$ iar curentul prin divizor este:

$$I_R = \frac{U_{DD}}{R_1 + R_2} = \frac{12}{2{,}2\,\text{M}} = 5{,}5\,\mu\text{A} = 5500\text{nA} = 550\,I_{G\max},$$

mult mai mare decât curentul de grilă. Rezistențele din divizor ar putea fi alese chiar de 10 ori mai mari (caz în care $I_R = 55 I_{G\max}$, deci inegalitatea $I_R \gg I_G$ încă ar fi îndeplinită).

Rezistența de drenă R_D trebuie să fie aleasă astfel încât TEC să rămână în saturație indiferent de nivelul semnalului în drenă; amplitudine acestuia este $U_{d_vf}=3$V. Rezultă o tensiune minimă în drenă $U_{DS\min}=U_{DS}-U_{d_vf}$ şi din condiția de saturație a TEC cu canal n, $u_{DS}>u_{GS}-U_P$, se obține legătura dintre tensiunea minimă în drenă şi tensiunea în sursă:

$$U_{DS} > U_{GS} - U_P + U_{d_vf} \qquad \text{sau} \qquad U_D > U_S + \sqrt{\frac{I_D}{k_n/2}} + U_{d_vf}\,.$$

Pe de altă parte, tensiunea maximă de drenă trebuie să permită variația pozitivă a semnalului şi rezultă astfel limitele posibile ale tensiunii de drenă:

$$U_{D\max} = U_{DD} - U_{d_vf} \qquad \text{şi deci} \qquad 6{,}32 < U_D < 9 \text{ [V]}\,.$$

Rezistența R_D se determină din T2K aplicată în circuitul de drenă şi limitele R_D vor fi:

$$R_D = \frac{U_{DD}-U_D}{I_D} = \frac{12-(6{,}32\ldots 9)}{10\text{m}} = 568\ldots 300\,\Omega\,.$$

Amplificarea în tensiune este proporțională cu R_D şi de aceea alegerea unei rezistențe mai mari conduce la o amplificare mai mare. Se alege de exemplu $R_D=470\,\Omega$.

Variația curentului de drenă cu variația tensiunii de prag se calculează din (4.50):

$$I_{D1} = \frac{k_n}{2}\left(U_{GG} - U_{P1} - R_S\, I_D\right) = 0{,}1\cdot\left(5{,}4-1-300\,I_{D1}\right) \qquad \Rightarrow \qquad I_{D1}=13{,}5\,\text{mA},$$

$$I_{D2} = 0{,}1\cdot\left(5{,}4-2{,}5-300\,I_{D2}\right) \qquad \Rightarrow \qquad I_{D2}=9{,}6\,\text{mA}.$$

Ecuațiile de gradul doi în I_D dau două soluții. Se consideră soluția pentru care $U_{GS}>U_P$. Variația curentului de drenă față de cazul tipic (cu $U_P=2{,}1$V) este de –4%…+35%, iar față de valoarea medie a curenților limită este de ±17%.

Dacă s-ar utiliza polarizarea fără rezistență în sursă, variațiile curentului ar fi extrem de mari. Astfel, pentru o tensiune constantă în grilă $U_{GG}=U_{GS}=2{,}4$V (la care I_D=10mA pentru tensiunea U_P tipică), variațiile curentului I_D, calculate cu (4.5) ar fi de la:

$$I_{D1} = \frac{k_n}{2}\left(U_{GS}-U_{P1}\right)^2 = 0{,}1\,(2{,}4-1)^2 = 196\,\text{mA} \qquad \text{la} \qquad I_{D2}=0 \quad (\text{pentru } U_{GS}<U_{P2}),$$

un astfel de circuit de polarizare fiind inutilizabil.

b) Pentru dimensionarea circuitului de polarizare din figura 4.17, se determină rezistența de drenă din (4.51) cu $U_{GS}=2{,}4$V (de la punctul *a* pentru U_P tipic):

$$R_D = \frac{U_{DD}-U_{DS}}{I_D} = \frac{U_{DD}-U_{GS}}{I_D} = \frac{12-2{,}4}{10\text{m}} = 0{,}96\,\text{k}\Omega\,.$$

Se alege o rezistență $R_D=1\text{k}\Omega$, caz în care se obține $I_D=9{,}59$mA (pentru tranzistorul tipic) prin rezolvarea ecuației pătratice rezultată după înlocuirea (4.51) în (4.52):

$$I_D = \frac{k_n}{2}\left(U_{DD} - R_D\, I_D - U_P\right)^2.$$

Limitele curentului I_D calculate cu aceiaşi ecuație sunt: $I_{D1}=10{,}7$mA şi $I_{D2}=9{,}2$mA, adică o variație de –4%…+11,5%, iar față de valoarea medie variația este de ±7,5%.

Față de cazul *a*, variația curentului de drenă este mai mică, dar domeniul de variație posibil al tensiunii de drenă este şi el mai mic $U_{d_vf}=U_P$.

4.4 CONSTRUCȚIE ŞI FUNCȚIONARE

La tranzistoarele cu efect de câmp conductivitatea canalului este controlată de tensiunea aplicată unei capacități. Constructiv, această capacitate poate fi a regiunii golite de purtători a unei joncțiuni şi atunci tranzistorul este cu grilă joncțiune TEC-J, sau a unui strat subțire de oxid de siliciu şi atunci tranzistorul este de tip metal-oxid-semiconductor TEC-MOS.

4.4.1 Tranzistorul cu efect de câmp cu grilă joncțiune

În figura 4.18 se prezintă în secțiune o structură tipică a unui tranzistor cu efect de câmp cu grilă joncțiune (TEC-J). Pe un substrat puternic dopat p^+ se creşte prin epitaxie o regiune de tip n (slab dopată) care va constitui canalul; exemplul ales se referă la un tranzistor cu canal n. O difuzie p^+ realizează joncțiunea grilă-canal (de tip p^+n).

Difuziile n^+ de la contactele de sursă (S) şi drenă (D) sunt prevăzute pentru a obține contacte ohmice, adică pentru a anula efectul redresor al joncțiunilor metal-semiconductor (diodele Schottky care apar între un metal şi un semiconductor n). Cele două regiuni p^+, grila G şi substratul (suportul, baza) B, sunt legate de obicei împreună. Canalul dintre sursă şi drenă este delimitat de regiunile golite de purtători (RSS) ale joncțiunilor pe care le formează cu grila şi cu substratul.

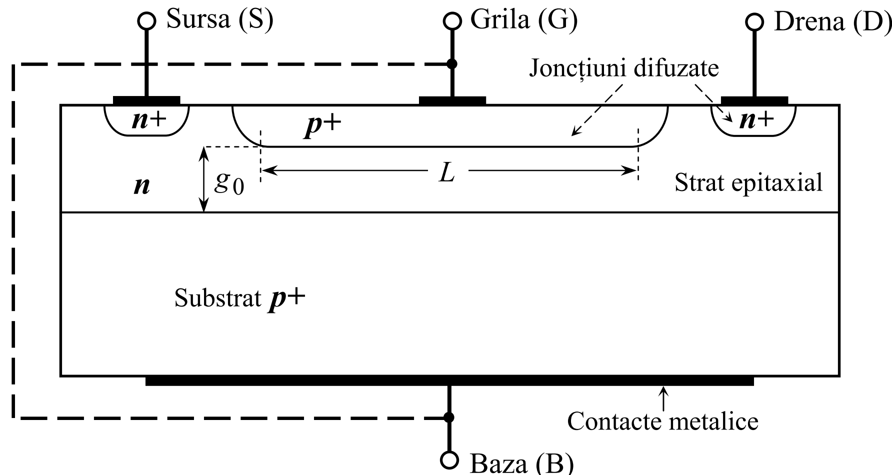


Fig. 4.18. Secțiune transversală printr-un tranzistor cu efect de câmp cu grilă joncțiune, planar-epitaxial, cu canal n.

Canalul are o grosime inițială g_0 (distanța dintre grilă şi substrat) şi o lungime L (de obicei mult mai mare decât grosimea: $L \gg g_0$).

La polarizarea inversă a acestor joncțiuni, regiunile golite se extind în zona mai slab dopată, deci în canal, şi reduc grosimea acestuia. Datorită reducerii grosimii g a canalului (față de distanța g_0 dintre joncțiuni), secțiunea canalului conductor se reduce şi scade implicit şi conductivitatea acestuia. Controlul efectuat de câmpul electric asupra conductanței canalului (prin intermediul lățimii RSS, determinată de tensiunea inversă aplicată joncțiunilor) constituie **efectul de câmp**.

La aplicarea unei tensiuni drenă-sursă u_{DS} mici (câteva zecimi de volt cel mult) tensiunea grilă-canal are aceeaşi valoare la ambele capete ale canalului şi canalul are o grosime uniformă, figura 4.19. Curentul de drenă i_D, care circulă prin canal, depinde direct de conductanța acestuia.

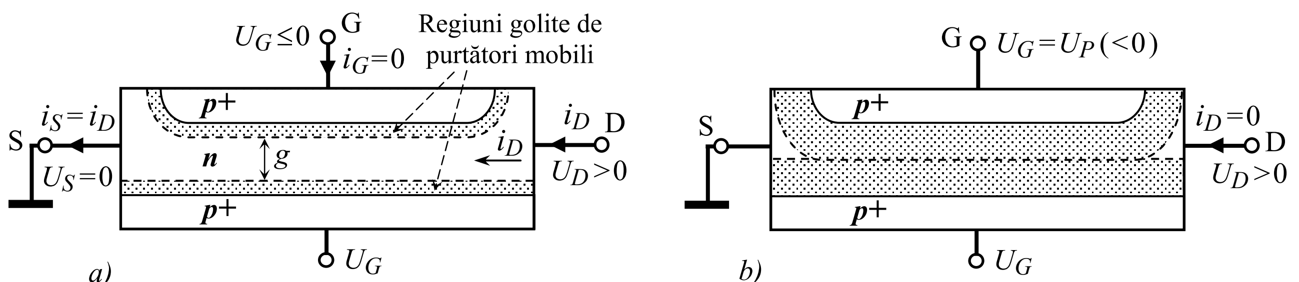


Fig. 4.19. Funcționarea TEC-J cu canal n pentru tensiuni u_{DS} mici ($U_S=0$, $U_D>0$, $U_D \cong 0$) în cazul unei tensiuni U_{GS} negative: *a)* mai mari sau *b)* egale cu tensiunea de prag U_P.

Când tensiunea de polarizare inversă a joncțiunilor atinge valoarea de prag U_P, (o valoare negativă în cazul TEC-J cu canal *n*) regiunile golite penetrează toată grosimea canalului, astfel încât conductanța acestuia scade la zero şi curentul de drenă se anulează, situație schițată în figura 4.19.*b*.

Caracteristicile statice din figura 4.20.*a* corespund utilizării TEC-J ca rezistență controlată în tensiune $r_{DS}(U_{GS})$, (VVR – voltage variable rezistor). Liniaritatea caracteristicilor se menține şi pentru tensiuni de drenă negative şi mici.

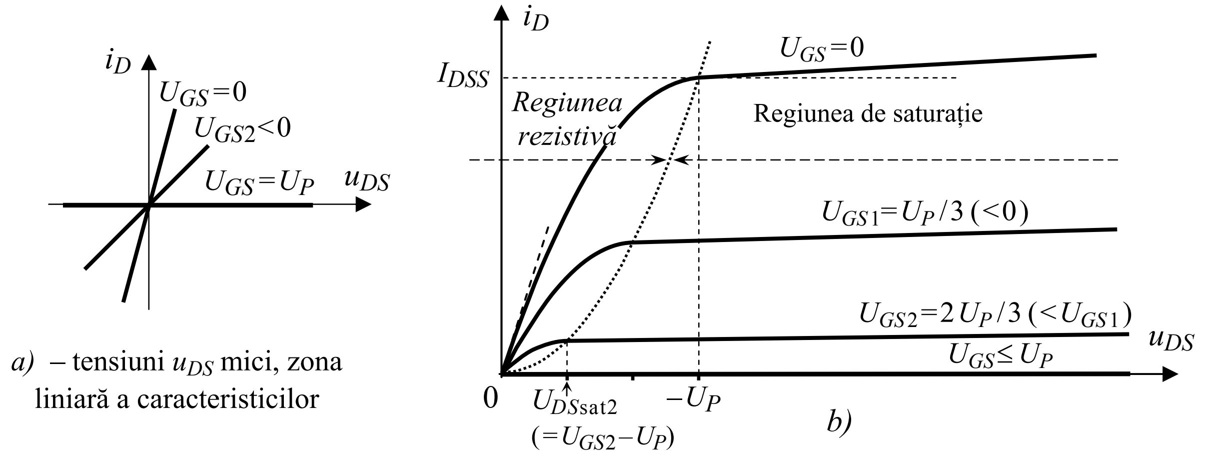


Fig. 4.20. Caracteristicile statice de drenă pentru TEC-J cu canal *n*.

Dacă tensiunea dintre drenă şi sursă creşte semnificativ, $U_{DS}\gg 0$, dependența curentului de drenă de tensiunea de drenă devine neliniară, deoarece canalul nu mai este uniform (se îngustează la capătul dinspre drenă, conform figurii 4.21.*a*) şi rezistența acestuia creşte cu creşterea tensiunii u_{DS}. Această neuniformitate este cauzată de tensiunea dintre grilă şi canal, care scade de la sursă spre drenă; valoarea minimă apare la capătul dinspre drenă al canalului: $U_{GD}\,(=U_{GS}-U_{DS})<U_{GS}$.

La o anumită tensiune de drenă $U_{DS\text{sat}}$ (la care $U_{GD}=U_P$, tensiune grilă-canal de penetrare a canalului), regiunile golite ale celor două joncțiuni penetrează complet canalul la capătul dinspre drenă (unde potențialul este maxim), în secțiunea *A* din figura 4.21.*b*; $U_{GD}\,(=U_{GS}-U_{DS\text{sat}})=U_P$ conduce la:

$$U_{DS\text{sat}}=U_{GS}-U_P. \tag{4.53}$$

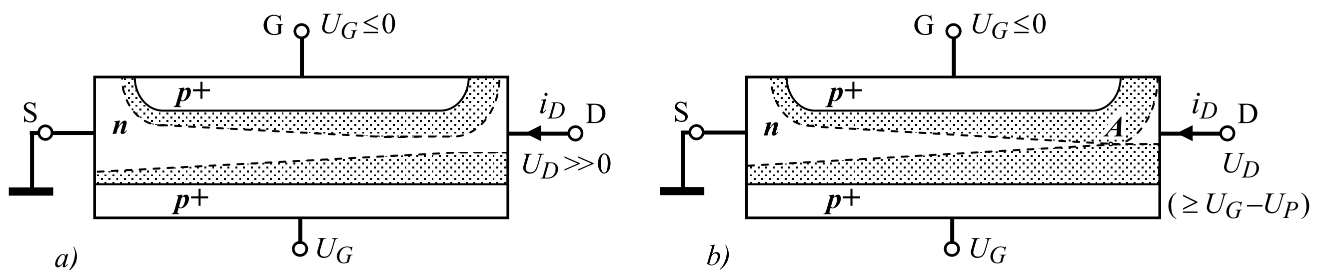


Fig. 4.21. Funcționarea TEC-J cu canal *n* pentru tensiuni u_{DS} mari ($U_S=0$, $U_D\gg 0$) în regim: *a)* nesaturat (rezistiv), $U_{DS}<U_{DS\text{sat}}(=U_{GS}-U_P)$ şi *b)* saturat, $U_{DS}\geq U_{DS\text{sat}}$.

Dacă tensiune de drenă creşte în continuare, apare o porțiune în care canalul semiconductor este întrerupt (la capătul dinspre drenă). Curentul trece prin această porțiune de canal datorită câmpului electric longitudinal produs de diferența dintre u_{DS} şi $U_{DS\text{sat}}$. Lungimea acestei porțiuni de canal întrerupte va creşte cu $u_{DS}-U_{DS\text{sat}}$ (la fel ca orice RSS care preia o tensiune inversă mai mare), ceea ce va conduce la micşorarea lungimii canalului conductor. În general, această micşorare este mică față de lungimea canalului. Dacă se neglijează reducerea lungimii canalului cu creşterea tensiuni de drenă, forma canalului (şi conductanța acestuia) nu se schimbă cu u_{DS}, iar căderea de tensiune pe acest canal, $U_{DS\text{sat}}$, este constantă şi de aceea nu se modifică nici curentul i_D prin

canal. Regiunea caracteristicilor pentru $u_{DS}>U_{DS\text{sat}}$, în care i_D rămâne constant, se numeşte **regiune de saturație** (figura 4.20.*b*). În realitate, din cauza micşorării lungimii canalului conductor, i_D va creşte cu tensiunea u_{DS} şi pentru $u_{DS}>U_{DS\text{sat}}$. Această creştere este în general slabă, fiind mai pronunțată la dispozitivele cu canal mai scurt, deoarece efectul relativ al aceleiaşi micşorări absolute de lungime de canal este mai important.

Curentul de drenă în saturație, pentru $u_{DS}>U_{DS\text{sat}}$, se poate calcula cu relația (4.11) completată cu un termen care include coeficientul de modulație a lungimii canalului λ:

$$i_D = I_{DSS}\left(1-\frac{u_{GS}}{U_P}\right)^2\left(1-\lambda\cdot u_{DS}\right). \tag{4.54}$$

În cazurile uzuale şi pentru calculele manuale se va utiliza relația simplificată (4.11), deoarece valoarea coeficientului $\lambda\,(=1/U_A)$ este mică (tipic $0{,}01\text{V}^{-1}$). Acest coeficient se va utiliza la modelarea tranzistorului în regim dinamic şi la modelele de simulare ale TEC.

Parametrii I_{DSS} şi U_P ai TEC-J se dau de obicei în foile de catalog ale tranzistoarelor şi reprezintă curentul **d**renă-**s**ursă cu grila **s**curtcircuitată la sursă în saturație şi respectiv tensiunea de prag (de închidere a canalului). Experimental, ambii parametrii se detemină în saturație, pentru $U_{DS}>U_P$, I_{DSS} prin măsurare directă (cu $U_{GS}=0$) şi U_P se poate determina prin extrapolarea caracteristicii de transfer în saturație liniarizate a TEC: $\sqrt{i_D}\left(u_{GS}\right)$ ca în figura 4.22.*b*.

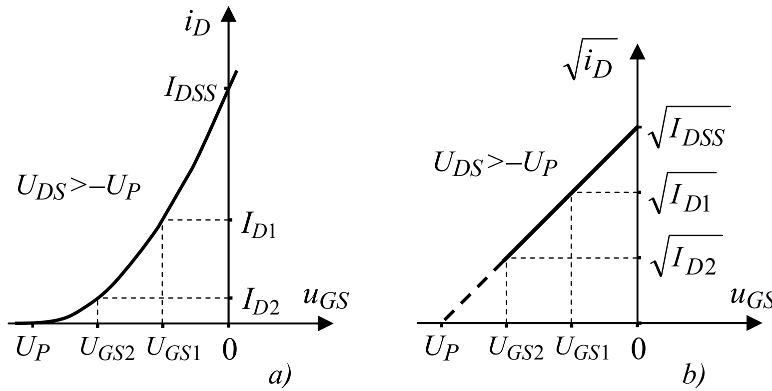


Fig. 4.22. *a)* Caracteristica de transfer în saturație pentru TEC-J cu canal *n*;

b) liniarizarea caracteristicii de transfer pentru a determina tensiunea de prag U_P.

Din catalogul de tranzistoare se constată că parametrii TEC-J au dispersie de fabricație mare. Motivul principal este dificultatea tehnologică de a controla cu precizie grosimea g_0 a canalului (care rezultă ca diferență dintre grosimea stratului epitaxial *n* şi a celui difuzat p^+). Din analiza funcționării tranzistorului, se constată însă că dacă, de exemplu, grosimea canalului este mai mare, atunci atât curentul I_{DSS} cât şi tensiunea de prag U_P (în modul) au valori mai mari (deoarece un canal cu grosime mai mare are pe de o parte o conductanță mai mare şi va rezulta un curent I_{DSS} mai mare şi pe de altă parte tensiunea de prag U_P necesară pentru închiderea completă a unui canal mai gros este mai mare, în modul). Dispersia de fabricație se poate reduce prin înlocuirea difuziei p^+ cu implantarea ionică a impurităților acceptoare, procedeu tehnologic care permite un control mai precis al adâncimii stratului implantat şi deci al grosimii canalului.

În **regiunea rezistivă** a caracteristicilor statice, i_D depinde de conductanța canalului conductor şi se poate calcula prin integrare în lungul canalului, ținând seama de dependența lățimii regiunilor golite ale joncțiunilor de tensiunea inversă aplicată. Dacă se consideră doar componenta longitudinală a câmpului în canal şi doar cea transversală în RSS, se obține o relație simplificată:

$$i_D = I_{DSS}\left[2\left(1-\frac{u_{GS}}{U_P}\right)\frac{u_{DS}}{-U_P}-\left(\frac{u_{DS}}{U_P}\right)^2\right]. \tag{4.55}$$

Din relația anterioară, la limita intrării în saturație, $u_{DS}=u_{GS}-U_P,$ se obține relația (4.11).

Pentru tensiuni u_{DS} mici, (4.55) poate fi aproximată prin neglijarea termenului pătratic:

$$i_D = \frac{2I_{DSS}}{-U_P}\left(1-\frac{u_{GS}}{U_P}\right)u_{DS}. \tag{4.56}$$

Această relație liniară reprezintă caracteristicile statice în jurul originii, din care rezultă conductanța liniară g_{DS}, care depinde de tensiunea u_{GS}:

$$g_{DS} = \left.\frac{i_D}{u_{DS}}\right|_{u_{DS}\text{ mic}} = \frac{1}{r_{DS}}, \qquad g_{DS} = \frac{2I_{DSS}}{-U_P}\left(1-\frac{u_{GS}}{U_P}\right). \tag{4.57}$$

Valoarea maximă a conductanței apare la o tensiune u_{GS} nulă, deci TEC-J este un dispozitiv normal deschis – prin el circulă curent în absența unei tensiuni la intrare. La aplicarea unei tensiuni u_{GS} negative de intrare, curentul prin tranzistor scade până la anulare (pentru cazul în care tensiunea de intrare este mai mică decât tensiunea de prag U_P). Deoarece joncțiunea grilă-canal este polarizată invers, curentul de grilă este foarte mic (de ordinul nanoamperilor) şi puternic dependent de temperatură (la temperatura camerei se dublează la circa 10 grade creştere a temperaturi).

Aplicarea unei tensiuni u_{GS} pozitive conduce la creşterea apreciabilă a curentului de grilă. Acest regim de funcționare poate fi admis doar pentru tensiuni mai mici decât tensiunea de deschidere a joncțiunii grilă-sursă (U_{D0} ,circa 0,5V la siliciu), $u_{GS}<U_{D0}$.

Tranzistorul cu canal *p* funcționează principial la fel ca cel cu canal *n*; purtătorii de sarcină prin canalul *p* vor fi golurile iar tensiunea aplicată grilei u_{GS}, care reduce curentul prin tranzistor, este pozitivă. Tensiunea de prag U_P (care închide complet canalul) este de asemenea pozitivă. Se utilizează convențiile de sens şi de reprezentare prezentate în paragraful *4.1.3*.

4.4.2 TEC metal-oxid-semiconductor (MOS) cu canal indus

Cel mai utilizat tip de tranzistor este TEC-MOS cu canal indus. Din analiza structurii interne a unui TEC-MOS cu canal *n* se vor deduce relațiile care definesc funcționarea acestui tranzistor.

În figura 4.23 este schițată o secțiune printr-un TEC-MOS cu canal idus de tip *n*, sau NMOS. Tranzistorul este fabricat pe un substrat de tip *p* care asigură suportul fizic al tranzistorului (sau al întregului circuit în cazul circuitelor integrate). În substrat sunt realizate două regiuni de tip *n* puternic dopate, care constituie sursa şi drena tranzistorului. Regiunea dintre sursă şi drenă de la suprafața semiconductorului este acoperită cu un strat subțire (0,02…0,1 μm) de dioxid de siliciu SiO_2, care este un excelent izolator. Metalul depus peste acest strat de izolator formează grila (sau poarta) tranzistorului. Contacte metalice sunt depuse de asemenea şi pe regiunile de sursă, drenă şi substrat. TEC-MOS are patru terminale: grila (G), sursa (S), drena (D) şi substratul sau baza (B).

Numele acestui tranzistor: metal-oxid-semiconductor, MOS, derivă de la structura fizică a acestuia. Acelaşi nume se utilizează şi pentru dispozitivele moderne de acest tip, chiar daca acestea utilizează pentru terminalul grilei polisiliciul (siliciu foarte puternic dopat) în locul metalului.

Datorită izolației realizată de stratul de oxid, curentul de grilă al TEC-MOS este extrem de mic (de ordinul a 10^{-15} A). Substratul formează cu regiunile de drenă şi de sursă două joncțiuni *pn*. Dacă se aplică o tensiune drenei (față de sursă) şi dacă nu se aplică tensiune grilei şi substratului atunci cel puțin una dintre aceste joncțiuni este blocată şi prin tranzistor (între drenă şi sursă) nu apare curent. La aplicarea unei tensiuni suficient de mari grilei, sub grilă apare un canal conductor care permite trecerea unui curent prin tranzistor. Acest canal, cu o lungime *L* şi o lățime *W* (de la width din engleză) are dimensiuni de ordinul micronilor. Există şi TEC cu dimensiuni submicronice care se utilizează cu precădere la aplicațiile digitale de înaltă viteză.

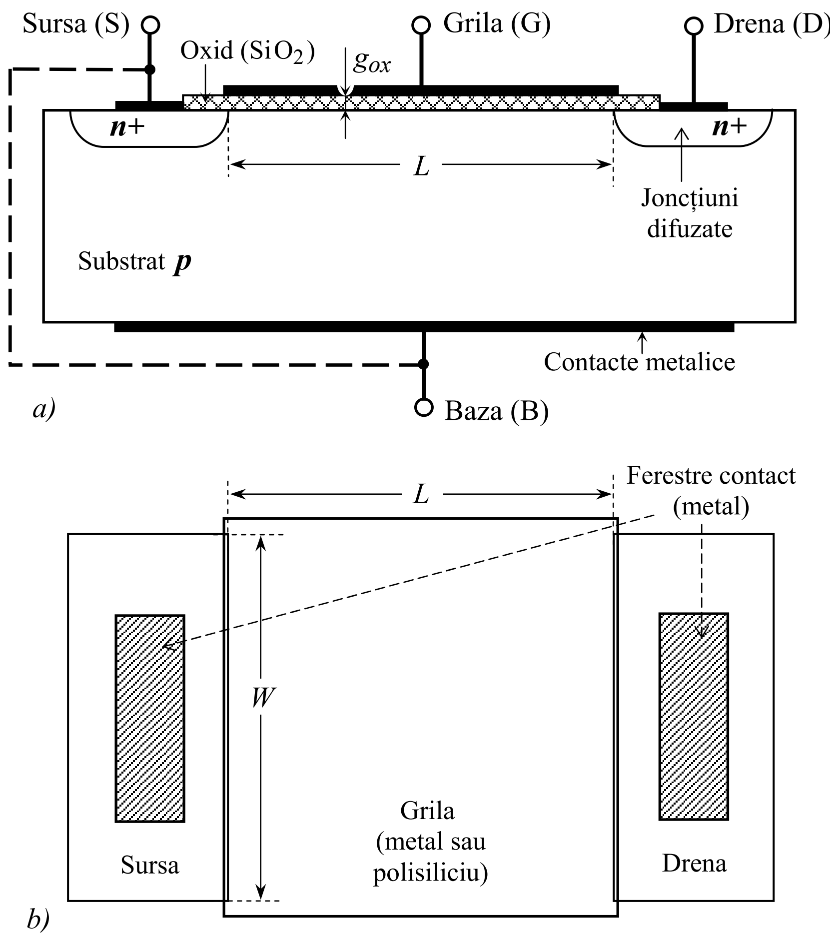


Fig. 4.23. Structura fizică a unui tranzistor cu efect de câmp de tip metal-oxid-semiconductor (TEC-MOS) cu canal de tip *n*:

a) Secțiune,

b) Vedere de sus.

Parametrii unui TEC-MOS tipic sunt:
- grosimea stratului de oxid, g_{ox}=0,02…0,1 µm;
- lungimea canalului, L=1…10 µm;
- lățimea canalului, W=2…500 µm.

În prima etapă se va analiza funcționarea TEC-MOS pentru cazul în care substratul este conectat la sursă, caz în care TEC-MOS poate fi considerat un dispozitiv cu trei terminale. Substratul (implicit şi sursa tranzistorului) se consideră referința de potențial.

La aplicarea pe grilă a unei tensiuni pozitive, în izolatorul grilei apare un câmp electric E, cu sensul conform figurii 4.24.*a*. Pentru valori moderate ale acestei tensiuni, la suprafața dinspre grilă a semiconductorului apare o regiune golită de purtători de sarcină (datorită câmpului electric, golurile majoritare sunt împinse în substrat iar electronii liberi minoritari sunt atraşi din substrat şi se recombină cu golurile). Dacă tensiunea aplicată grilei are o valoare mai mare decât tensiunea de prag U_P, atunci la suprafața semiconductorului apare un **strat de inversiune** (datorită câmpului electric intens, concentrația electronilor liberi atraşi din substrat depăşeşte concentrația golurilor şi tipul semiconductorului de sub grilă se inversează). Apare astfel un canal de tip *n* între drenă şi sursă, canal indus de tensiunea aplicată grilei, ca în figura 4.24.*b*. Grosimea stratului de inversiune depinde de valoarea câmpul electric din izolator şi implicit de valoarea tensiunii aplicate grilei.

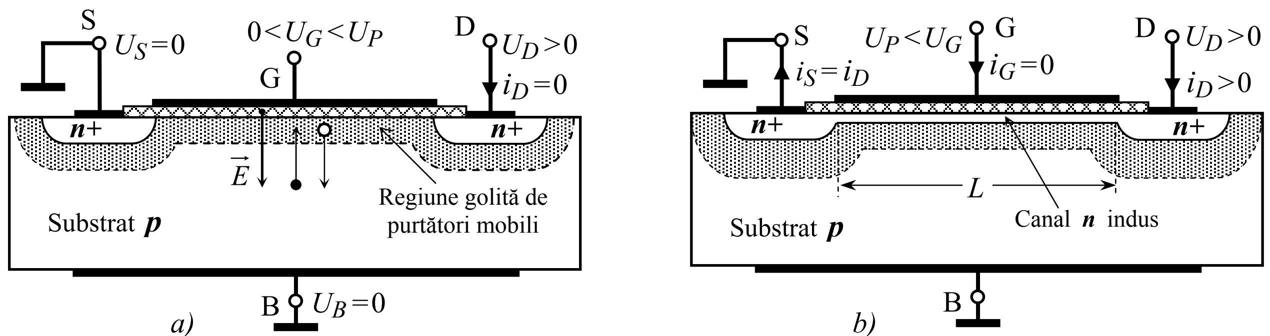


Fig. 4.24. Funcționarea TEC-MOS cu canal *n* pentru tensiuni U_{DS} mici (U_S=0, U_D>0, $U_D \cong 0$) în cazul unei tensiuni U_{GS} pozitive: *a)* mai mică şi *b)* mai mare decât tensiunea de prag U_P.

La aplicarea unei tensiuni pozitive între drenă şi sursă u_{DS} apare un curent i_D care circulă prin canal. Curentul se datorează deplasării electronilor liberi de la sursă spre drenă şi se consideră prin convenţie că circulă în sens contrar deplasării purtătorilor negativi de sarcină (electroni), adică de la drenă spre sursă. Se remarcă egalitatea dintre curentul care intră în drenă şi cel care iese din sursă ($i_D = i_S$) datorată curentului de grilă nul ($i_G = 0$).

Pentru o tensiune u_{DS} mică, curentul depinde de densitatea electronilor din canal, care la rândul ei depinde de valoarea tensiunii u_{GS}. Pentru o tensiune $u_{GS}=U_P$, canalul tocmai apare şi curentul i_D este neglijabil de mic. Curentul prin canal va depinde de conductanţa acestuia (intuitiv depinde de grosimea canalului) care depinde de surplusul de tensiune ($u_{GS}-U_P$), numit şi tensiune efectivă de grilă. De aceea, curentul de drenă i_D este proporţional cu tensiunea $u_{GS}-U_P$ (care influenţează conductivitatea canalului) şi cu tensiunea u_{DS} (datorită căreia apare acest curent). Canalul conductor este indus de tensiunea aplicată grilei, de unde şi numele de TEC cu canal indus, iar creşterea tensiunii de grilă peste tensiunea de prag conduce la înbogaţirea canalului cu purtători, de unde şi numele de tranzistor cu îmbogaţire (enhancement-type MOS-FET în engleză).

La o tensiune de drenă u_{DS} mare tensiunea în canal creşte de la sursă spre drenă (de la 0 la u_{DS}) iar tensiunea între diferite puncte ale grilei şi sursă este diferită (scade dinspre sursă spre drenă, de exemplu $u_{GD}=u_{GS}-u_{DS}<u_{GS}$). Deoarece grosimea canalului depinde de tensiunea dintre grilă şi canal în fiecare punct, rezultă că grosimea canalului va fi neuniformă, va scădea dinspre sursă spre drenă cu atât mai mult cu cât tensiunea u_{DS} este mai mare, conform figurii 4.25. Datorită acestui fenomen rezistenţa canalului va creşte cu creşterea tensiunii u_{DS}.

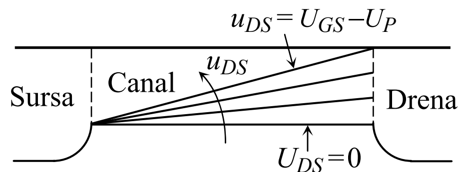


Fig. 4.25. Modificarea grosimii canalului în funcţie de tensiunea u_{DS} pentru $U_{GS}=$ ct.

La atingerea valorii $u_{DS}= U_{GS}-U_P$, canalul se închide într-un punct la capătul dinspre drenă.

Caracteristicile statice de ieşire $i_D(u_{DS})$ trasate la u_{GS}=constant($=U_{GS}$), îşi vor reduce înclinaţia cu creşterea tensiunii u_{DS}, ca în figura 4.26.*a*. Dacă tensiunea la capătul dinspre drenă scade la valoarea U_P, atunci grosimea canalului la capătul dinspre drenă se reduce la zero şi canalul se închide într-un punct (la capătul dinspre drenă).

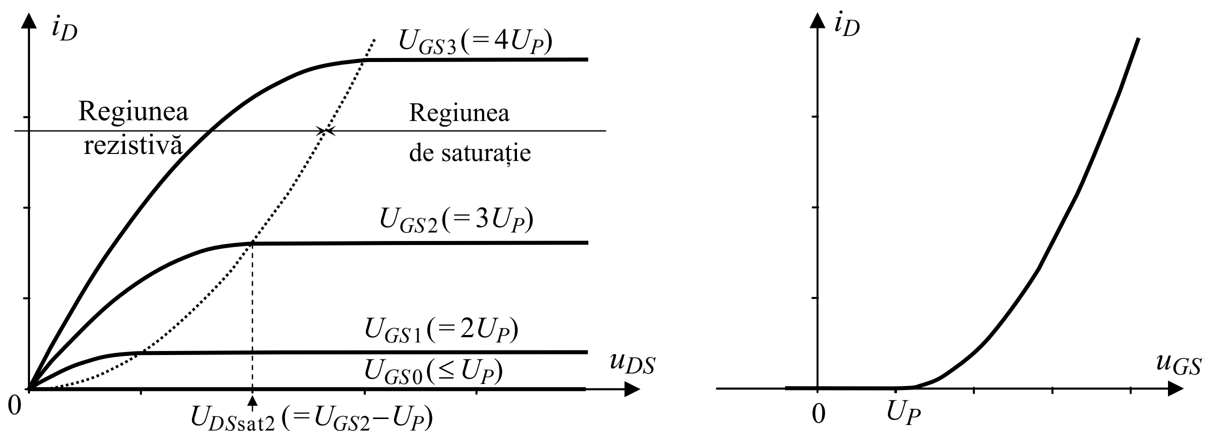


Fig. 4.26. Caracteristicile statice ale unui tranzistor TEC-MOS cu canal indus de tip *n*: *a)* Caracteristicile de drenă, *b)* Caracteristica de transfer în saturaţie ($U_{DS}>u_{GS}-U_P$).

La TEC-MOS uzuale, lungimea canalului este mare față de grosimea acestuia și creșterea tensiunii de drenă peste valoarea de închidere a canalului are un efect redus asupra formei canalului (punctul de închidere al canalului se apropie de sursă, dar efectul este puțin sesizabil la canalelele lungi). Prin urmare, deoarece forma canalului (și deci conductanța acestuia) practic nu se schimbă iar căderea de tensiune pe canal este constantă (egală cu tensiunea de prag U_P), rezultă un curent constant prin canal; apare fenomenul de saturare a curentului de drenă. Tensiunea u_{DS} la care apare saturarea curentului se numește **tensiune drenă-sursă de saturație** $U_{DS\text{sat}}$ (cea la care apare închiderea canalului la capătul dinspre drenă). Această tensiune se calculează din:

$U_{GD\text{sat}} = U_{GS} - U_{DS\text{sat}} = U_P$, de unde $U_{DS\text{sat}} = U_{GS} - U_P$, rezultat conform cu relația (4.4).

Relațiile teoretice care descriu funcționarea TEC-MOS

Ecuațiile care descriu funcționarea TEC-MOS în **regiunea liniară** a caracteristicilor statice se obțin pentru: $u_{GS} > U_P$, $u_{DS} > 0$, $u_{DS} \cong 0$ (mai exact $u_{DS} \ll u_{GS} - U_P$).

Capacitatea grilei se determină din relația de la condensatorul plan:

$$C_g = \frac{\varepsilon A}{g_{ox}} = \frac{\varepsilon WL}{g_{ox}} = C_{ox} WL, \quad C_{ox} = \frac{\varepsilon}{g_{ox}}, \tag{4.58}$$

unde: ε este permitivitatea electrică a SiO_2, A este aria grilei și C_{ox} este capacitatea specifică (pe unitatea de arie).

Sarcina electrică a purtătorilor mobili din canal depinde de tensiunea efectivă de grilă:

$$Q = C_g \left(U_{GS} - U_P\right) = C_{ox} \cdot W \cdot L \cdot \left(U_{GS} - U_P\right). \tag{4.59}$$

Timpul de tranzit al purtătorilor mobili prin canal este:

$$\tau = \frac{L}{v} = \frac{L}{\mu_n E_l} = \frac{L}{\mu_n \frac{u_{DS}}{L}} = \frac{L^2}{\mu_n \cdot u_{DS}}, \tag{4.60}$$

unde: μ_n este mobilitatea purtătorilor de sarcină (electroni în cazul NMOS) și E_l este câmpul electric longitudinal (de-a lungul canalului, determinat de tensiunea u_{DS}). O observație utilă se poate face în legătură cu mobilitatea electronilor liberi și a golurilor: $\mu_n \cong 2{,}5 \mu_p$.

Curentul de drenă se obține ca raport între sarcina din canal și timpul de tranzit:

$$i_D = \frac{Q}{\tau} = \frac{C_{ox} W L \left(U_{GS} - U_P\right)}{L^2} \mu_n u_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \cdot \left(U_{GS} - U_P\right) \cdot u_{DS}, \tag{4.61}$$

sau

$$i_D = k_n' \frac{W}{L} \cdot \left(U_{GS} - U_P\right) \cdot u_{DS} = k_n \cdot \left(U_{GS} - U_P\right) \cdot u_{DS}, \tag{4.62}$$

unde: $k_n' = \mu_n C_{ox}$ este factorul de conducție intrinsec, $k_n = k_n'(W/L)$ este factorul de conducție și W/L este factorul dimensional (geometric) al TEC-MOS. În cazul proiectării circuitelor integrate cu TEC-MOS factorul de conducție intrinsec este un parametru al tehnologiei (fixat de procesul tehnologic utilizat) iar factorul geometric este un parametru care poate fi ales de proiectant.

Canalul leagă sursa de drenă prin intermediul sarcinilor mobile din canal și acționează ca o rezistență (între drenă și sursă). Valoarea rezistenței canalului în zona liniară a caracteristicilor statice este:

$$r_{DS} = \frac{u_{DS}}{i_D} = \frac{1}{k_n' \frac{W}{L} \left(U_{GS} - U_P\right)} = \frac{1}{k_n \left(U_{GS} - U_P\right)}. \tag{4.63}$$

Ecuația care descrie funcționarea TEC-MOS în **regiunea neliniară** a caracteristicilor statice rezultă prin integrarea curentului de la sursă la drenă ținând seama că tensiunea dintre grilă şi canal are valori diferite în diferite puncte ale canalului (scade de la sursă spre drenă în cazul unei tensiune u_{DS} semnificative). Deoarece grosimea medie a canalului scade, conductanța canalului scade (față de cazul unei tensiuni u_{DS} mici) şi caracteristicile de ieşire (trasate pentru U_{GS} constant) vor avea o pantă mai mică (devin neliniare) o dată cu creşterea tensiunii u_{DS} (ca in figura 4.26.*a*). Rezultatul integrării este:

$$i_D = k_n \cdot \left(U_{GS} - U_P - \frac{u_{DS}}{2} \right) \cdot u_{DS}, \tag{4.64}$$

Ecuația care descrie funcționarea TEC-MOS în **regiunea de saturație** se obține din ecuația anterioară considerând limita de trecere din regiunea neliniară în saturație, $u_{DS} = U_{DS\text{sat}} = U_{GS} - U_P$:

$$i_D = \frac{k_n}{2} \cdot (U_{GS} - U_P)^2. \tag{4.65}$$

Această ecuație indică valoarea curentului constant din saturație (pentru U_{GS}=constant). Dacă se consideră tensiunea U_{GS} ca o variabilă, u_{GS}, ecuația (4.65) reprezintă caracteristica de transfer a TEC. Conform ecuației $i_D(u_{GS})$, TEC este în esență o sursă de curent controlată în tensiune.

4.4.3 TEC-MOS cu canal inițial

Constructiv tranzistorul MOS cu canal inițial diferă de TEC-MOS cu canal indus prin canalul conductor implantat în partea superioară a substratului, sub grilă. Pentru un NMOS, acest canal fizic dintre drena şi sursa tranzistorului este un semiconductor de tip *n* care realizează legătura electrică între drena şi sursa de tip n^+. Datorită acestui canal, la aplicarea unei tensiuni u_{DS} între drenă şi sursă, va circula un curent i_D chiar dacă $u_{GS} = 0$.

Grosimea canalului şi conductivitatea acestuia sunt controlate de tensiunea u_{GS} la fel ca şi la TEC cu canal indus. Dacă se aplică o tensiune u_{GS} pozitivă atunci canalul se îmbogăţeşte datorită electronilor suplimentari atraşi din substrat. În cazul acestui tip de TEC se poate aplica şi o tensiune u_{GS} negativă care îndepărtează electronii din canal astfel încât grosimea şi conductivitatea canalului scad. O tensiune u_{GS} negativă produce sărăcirea canalului (în sarcini electrice) de unde şi numele de tranzistoare cu sărăcire (depletion-type MOS) dat acestora. La o anumită tensiune negativă, numită tensiune de prag U_P, canalul se închide datorită îndepărtării tuturor purtătorilor de sarcină electrică din canal. Un tranzistor MOS cu canal inițial poate funcționa atât pentru tensiuni u_{GS} pozitive (în regim de îmbogățire) cât şi pentru tensiuni u_{GS} negative (în regim de sărăcire). Caracteristicile de ieşire $i_D(u_{DS})$ şi de transfer $i_D(u_{GS})$ ale acestui tranzistor (figura 4.27) sunt identice cu cele ale TEC cu canal indus doar că tensiunea de prag este negativă (pentru NMOS).

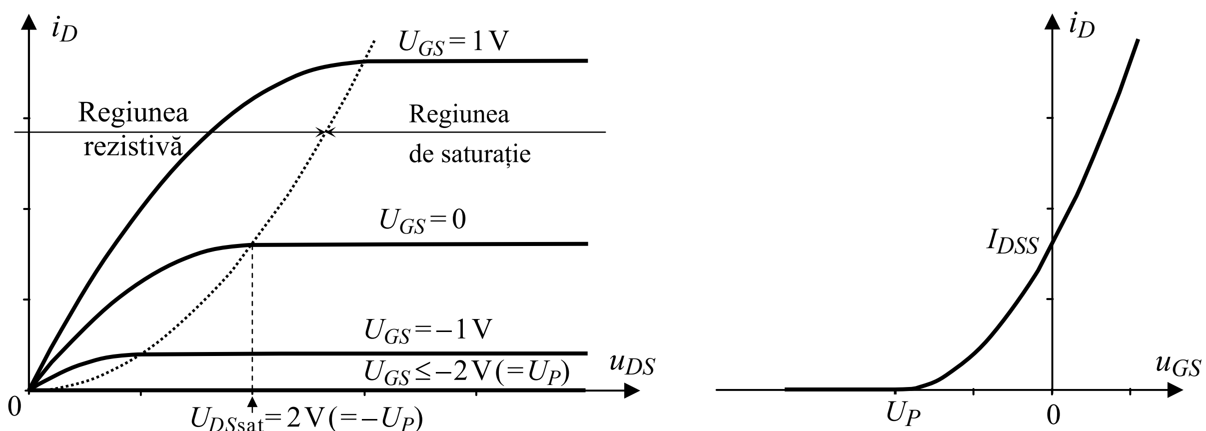


Fig. 4.27. Caracteristicile statice ale unui tranzistor TEC-MOS cu canal inițial de tip *n*.

Ecuațiile de funcționare ale TEC-MOS cu canal inițial sunt aceleaşi cu cele pentru TEC cu canal indus. În cazul tranzistoarelor cu canal inițial ecuațiile se pot scrie şi funcție de I_{DSS} (curentul drenă-sursă cu grila scurtcircuitată la sursă) ca şi la TEC-J. Curentul I_{DSS} se poate calcula conform relației (4.10).

4.4.4 Efecte secundare la TEC-MOS

Dintre factorii mai importanți care afectează funcționarea TEC-MOS se vor analiza efectul tensiunii u_{DS} în saturație, efectul de substrat, efectele temperaturii, străpungerea, efectul de canal scurt şi conducția sub prag.

Efectul tensiunii u_{DS} în saturație

Dacă se consideră **efectul reducerii lungimii canalului** datorită creşterii tensiunii u_{DS} peste $U_{DS\text{sat}}$, atunci în ecuația (4.65) apare un termen suplimentar (ca şi în cazul TEC-J):

$$i_D = \frac{k_n}{2} \cdot (u_{GS} - U_P)^2 (1 + \lambda \cdot u_{DS}), \tag{4.66}$$

unde λ este coeficientul de modulație a lungimii canalului, $\lambda = 1/U_A$ (inversul tensiunii Early de la tranzistoarele bipolare). Coeficientul λ depinde de L iar tensiunea U_A este direct proporțională cu L; pentru a avea o dependență cât mai redusă a curentului i_D față de u_{DS}, trebuie ca lungimea canalului să fie cât mai mare (rezultă astfel o pondere mică a modificării lungimii canalului față de lungimea L, şi implicit un λ mic). Efectul modulării lungimii canalului de către u_{DS} se neglijează în calculele manuale, dar se consideră la simularea şi la modelarea tranzistorului în regim dinamic.

Efectul de substrat

În multe aplicații substratul este conectat la sursă, caz în care joncțiunea *pn* care apare între substrat şi canal nu este polarizată şi de aceea substratul nu are nici un efect, existența acestuia putând fi ignorată (ca în analizele de până acum); acesta este de regulă cazul TEC discrete. În cazul circuitelor integrate, substratul este comun mai multor tranzistoare şi pentru a menține condiția de blocare pentru joncțiunile substrat-canal ale tuturor tranzistoarelor, substratul este conectat de regulă la cel mai negativ potențial din circuit. Polarizarea inversă care apare la tranzistoarele a căror sursă este conectată la un potențial mai ridicat (U_{SB} la NMOS) va avea un efect semnificativ asupra funcționării respectivelor tranzistoare. Acest efect poate fi pus uşor în evidență prin modificarea tensiunii de prag a tranzistorului (față de valoarea U_{P0} a TEC cu $U_{SB}=0$) conform relației:

$$U_P = U_{P0} + \gamma\left(\sqrt{2\Phi_f + U_{SB}} - \sqrt{2\Phi_f}\right), \tag{4.67}$$

unde U_{P0} este valoarea de prag pentru $U_{SB}=0$; $2\Phi_f$ este un parametru fizic cu o valoare tipică de 0,6 V; şi γ este un parametru al procesului de fabricație calculat conform relației:

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\,N_A\,\varepsilon_s}}{C_{ox}}, \tag{4.68}$$

unde N_A este concentrația golurilor din substratul de tip p şi ε_s este permitivitatea siliciului (circa 10^{-12} F/cm). Parametrul γ are o valoare tipică de 0,5 $V^{1/2}$.

Ecuația (4.67) indică faptul că o creştere a tensiunii U_{SB} conduce la o creştere a tensiunii de prag U_P, care la rândul ei conduce la creşterea curentului i_D. Se poate spune că substratul acționează ca o a doua grilă a tranzistorului MOS; fenomenul este cunoscut ca **efect de substrat** iar parametrul γ este cunoscut ca **factor de substrat** al TEC-MOS.

Efectele temperaturii

Cei doi factori principali ai TEC-MOS sunt **dependenți de temperatură** astfel: U_P scade cu circa 2 mV pentru o creştere a temperaturii cu 1˚C (ceea ce conduce la creşterea curentului i_D) iar k' are un efect dominant şi scade cu creşterea temperaturii. Rezultatul net este o scădere a curentului i_D cu creşterea temperaturii. Ca o consecință directă, la TEC-MOS nu apare ambalarea termică (spre deosebire de tranzistoarele bipolare) ceea ce permite utilizarea tranzistoarelor MOS la circuitele de putere fără a fi necesare circuite speciale de eliminare a ambalării termice.

Străpungerea electrică

La TEC-MOS pot apare diferite tipuri de **străpungeri electrice** şi anume:

- La creşterea tensiunii de drenă peste o anumită valoare apare fenomenul de străpungere a joncțiunii *pn* dintre drenă şi substrat; tensiunea uzuală de străpungere este de 50…100 V şi conduce la creşterea rapidă a curentului.
- La dispozitivele moderne cu canal scurt apare străpungerea la o tensiune de drenă relativ redusă (circa 20 V) la care regiunea golită a drenei se extinde prin canal până în regiunea sursei, ceea ce conduce la o creştere apreciabilă a curentului de drenă. În mod normal această străpungere nu conduce la distrugerea tranzistorului.
- Un alt tip de străpungere apare atunci când tensiunea grilă-sursă depăşeşte aproximativ 50 V. Străpungerea oxidului care apare duce la distrugerea definitivă a TEC-MOS. Cu toate că tensiunea de 50 V pare mare, să nu uităm că rezistența de intrare a TEC-MOS este foarte mare, ceea ce face ca o sarcină statică relativ mică acumulată pe capacitatea mică a grilei să ducă la depăşirea acestei valori a tensiunii de străpungere.

Valorile de tensiune indicate sunt pur orientative şi se referă în principal la TEC-MOS discrete; cu cât tehnologia avansează cu atât se produc tranzistoare cu dimensiuni (L, W, g) mai mici la care tensiunile de străpungere sunt mai reduse.

Pentru a evita acumularea sarcinilor statice pe grila tranzistorului MOS trebuie luate măsuri speciale de manipulare şi montare a acestora în circuit. O metodă relativ complicată, dar sigură, constă din conectarea unui fir izolat la sursă şi apoi la grilă (dacă este posibil fără a scoate tranzistorul din suportul conductor în care a fost livrat), apoi se conectează tranzistorul în circuit (circuit care prevede o rezistență între grilă şi sursă) şi apoi se dezleagă firul conductor. Metodele de manevrare sunt diferite în funcție de capsula tranzistorului; ceea ce trebuie avut în vedere este să nu se creeze o cale de apariție a sarcinilor statice pe grilă. În cazul tranzistoarelor MOS de putere precauțiile de manevrare nu sunt atât de severe deoarece capacitatea de grilă a acestora este mare. Pentru TEC-MOS de la intrarea circuitelor integrate se prevăd de obicei circuite speciale de protecție, mai exact circuite de limitare cu diode.

Efectul de canal scurt

Evoluția tehnologiilor de fabricație a circuitelor integrate conduce la o reducere continuă a dimensiunilor dispozitivelor active, realizându-se astfel creşterea numărului de tranzistoare dintr-un circuit integrat şi creşterea performanțelor de frecvență a dispozitivelor active (timpul de tranzit al purtătorilor prin dispozitiv şi capacitățile parazite scad cu dimensiunile dispozitivului).

Pentru toate tipurile de TEC apar efecte semnificative de canal scurt pentru lungimi ale canalului mai mici de 1 μm. Principalul efect constă din modificarea formei caracteristicii de transfer de la forma clasică pătratică la o formă liniară, efect datorat saturării vitezei purtătorilor în canal. Trebuie observat că totuşi, chiar şi la procesele submicronice, multe din TEC folosite într-un circuit integrat analogic sunt făcute la dimensiuni mai mari decât detaliul minim şi de aceea pot fi

aproximate bine de modelul pătratic. La valori mari ale intensității câmpului electric viteza se saturează atingând o valoare constantă:

$$v_{\lim} = \mu_n \cdot E_{\text{crit}}, \tag{4.69}$$

unde: E_{crit}=1,5x10^6 V/m iar μ_n=0,07 m^2/Vs este valoarea mobilității electronilor în câmpuri slabe. În cazul TEC cu canal scurt câmpul critic apare de la tensiuni mici (de exemplu pentru L=1 μm, la o tensiune $u_{DS}=1{,}5$ V, valoarea medie a intensității câmpului electric este egală cu E_{crit}).

Influența saturației vitezei purtătorilor asupra caracteristicilor de semnal mare ale TEC se poate modela prin introducerea unei rezistențe R_{SX} în serie cu sursa unui tranzistor ideal. Ca rezultat, în zona curenților mari, caracteristica de transfer în saturație $i_D(u_{GS})$ devine liniară.

Conducția sub prag

Pentru tensiuni de grilă mai mici decât valoarea tensiunii de prag U_P, prin tranzistorul cu canal indus trece un curent finit (dar mic). Electronii din regiunea n^+ a sursei pot depăşi bariera de potențial față de substratul de tip p ajungând în regiunea canalului. Acest proces este similar cu conducția prin tranzistoarele bipolare iar caracteristicile TEC în această regiune de funcționare, numită regiune de **inversie slabă**, sunt exponențiale ca şi cele ale tranzistorului bipolar. În saturație, regim realizat practic pentru $u_{DS} > 0{,}2$ V, curentul de drenă al MOS este:

$$i_D = \frac{W}{L} I_{D0} \exp\left(\frac{u_{GS}}{nU_T}\right), \tag{4.70}$$

unde I_{D0} este un curent constant (cu valori uzuale de zeci de nA) iar coeficientul $n \cong 1{,}5$.

Caracteristica $\sqrt{i_D}(u_{GS})$ din figura 4.28.*a* este aproximativ o dreaptă ceea ce arată că TEC are o caracteristică de transfer apropiată de caracteristica pătratică ideală. Reprezentări grafice de acest tip sunt utilizate pentru determinarea tensiunii U_P (prin extrapolarea dreptei) şi a factorului k' (din panta caracteristicii). Se remarcă că în apropierea tensiunii de prag caracteristica se abate de la dreapta care corespunde caracteristicii pătratice. Această zonă reprezintă conducția sub prag şi este pusă în evidență în figura 4.28.*b* prin folosirea unei scări logaritmice pentru curent. Panta zonei drepte a caracteristicii pentru tensiuni $u_{GS} < U_P$ permite determinarea coeficientului n.

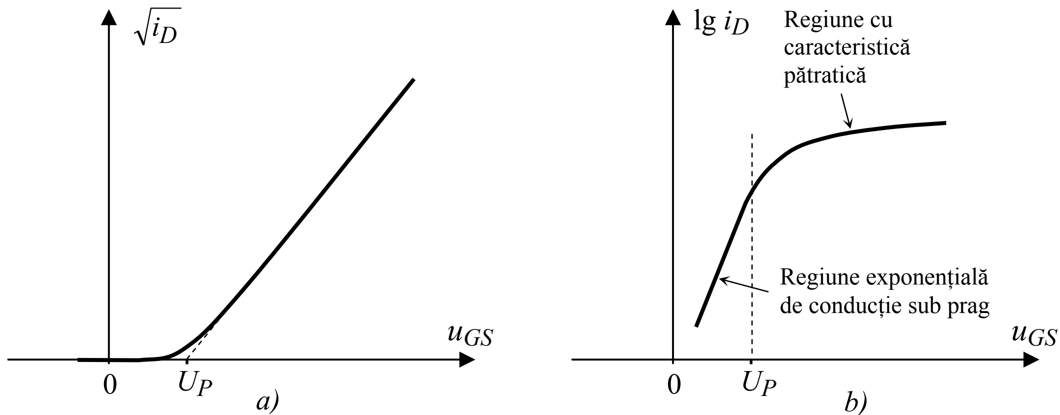


Fig. 4.27. Caracteristica de transfer a unui tranzistor TEC-MOS cu canal inițial de tip *n* trasată pentru a pune în evidență: *a)* caracteristica pătratică, *b)* conducția sub prag.

Funcționarea sub prag se foloseşte la aplicațiile care cer o putere foarte mică şi acceptă o frecvență de lucru scăzută (frecvența de tăiere f_T are valori foarte mici la curenți i_D foarte mici).

4.4.5 Tranzistoare MOS cu canal de tip *p*

Structura TEC-MOS cu canal *p* este identică cu a celor cu canal *n*, dar la construcţia lor se utilizează semiconductori diferiţi. Substratul (sau baza) este de tip *n*, zonele de drenă şi de sursă constau din semiconductori de tip *n* puternic dopaţi. Funcţionarea tranzistoarelor PMOS este identică cu a celor NMOS cu excepţia faptului că la conducţie participă golurile (în locul electronilor liberi), canalul conductor de sub grilă este de tip *p* şi sensul tensiunilor şi al curenţilor se schimbă. Relaţiile care descriu funcţionarea tranzistoarelor PMOS se modifică conform observaţiilor de la paragraful *4.1.3*.

4.4.6 Simbolurile detaliate ale tranzistoarelor MOS

Simbolurile TEC-MOS cu canal indus sunt prezentate în figura 4.28.*a* şi *c*. Linia verticală continuă semnifică grila, linia verticală întreruptă semnifică canalul; această linie este întreruptă pentru a evidenţia lipsa canalului în absenţa polarizării grilei. Simbolurile TEC-MOS cu canal iniţial sunt prezentate în figura 4.28.*b* şi *d*, iar în acest caz canalul este reprezentat cu o linie continuă deoarece el există şi în cazul unei tensiuni nule aplicate grilei.

La toate cele patru simboluri spaţiul dintre cele două linii reprezintă izolaţia dintre grilă şi canal iar polaritatea joncţiunii substrat-canal este pusă în evidenţă de direcţia săgeţii de la linia care indică substratul (sau baza). În cazul *a* şi *b*, săgeata este orientată de la substrat la canal (de la zona *p* la zona *n*) prin urmare substratul este de tip *p* şi canalul de tip *n*, deci tranzistorul este de tip NMOS. Chiar dacă tranzistorul MOS este simetric, în circuite este util să se indice care terminal este sursa şi care drena. Aceasta se realizează prin desenarea liniei terminalului grilei mai aproape de linia terminalului sursei. Cercurile simbolurilor reprezintă capsulele tranzistoarelor discrete; tranzistoarele din circuitele integrate se reprezintă fără aceste cercuri.

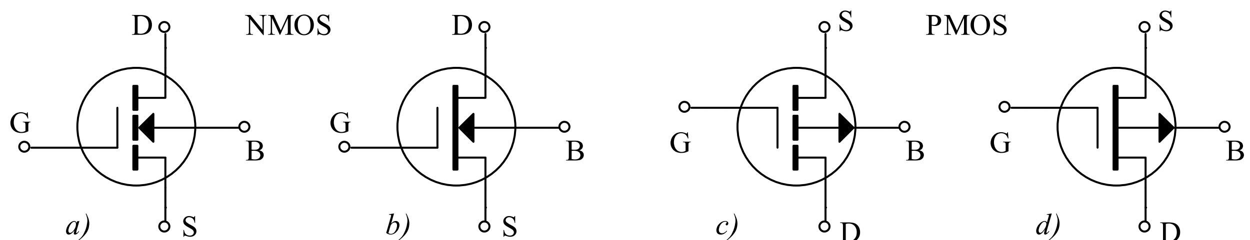


Fig. 4.28. Simbolurile complete ale TEC-MOS cu canal indus (*a*, *c*) şi cu canal iniţial (*b*, *d*); de tip *n* (NMOS: *a*, *b*) şi de tip *p* (PMOS: *c* şi *d*).

Simbolurile din figura 4.28 sunt descriptive dar destul de complexe şi de aceea, adesea, se utilizează simboluri simplificate cum ar fi cele din figura 4.1.*a*, *b*, *d* şi *e*, utilizabile în cazul în care substratul este conectat la sursa tranzistorului.

4.5 REGIMUL VARIABIL DE SEMNAL MIC LA TEC

Tranzistoarele sunt utilizate în regim liniar mai ales ca amplificatoare. Pentru a funcţiona ca amplificator TEC trebuie polarizat în regiunea de saturaţie (regiune activă). Analiza circuitelor de polarizare s-a făcut anterior. Analiza de regim dinamic a TEC se referă la analiza funcţionării acestuia din punctul de vedere al variaţiilor mărimilor electrice prin tranzistor. Această analiză se poate face, ca şi la tranzistorul bipolar, fie prin metode grafo-analitice (cu ajutorul caracteristicii de transfer) fie prin metode analitice, cu ajutorul modelelor liniarizate (de semnal mic) ale TEC. În continuare se vor deduce modelele liniarizate de regim dinamic ale TEC pe baza ecuaţiilor de funcţionare ale acestora în saturaţie. Deoarece ecuaţiile au aceiaşi formă pentru toate tipurile de TEC se va face iniţial o analiză generală şi apoi se va particulariza pentru diferitele tipuri de TEC.

4.5.1 Circuitul echivalent pentru domeniul frecvențelor joase

Regimul dinamic la frecvențe nu prea mari poate fi considerat ca o succesiune de regimuri statice, astfel încât comportarea tranzistorului poate fi dedusă din expresia caracteristicilor statice $i_D(u_{GS}, u_{DS})$. La variații mici în jurul punctului static de funcționare (*psf*) *P*, dezvoltarea în serie în jurul *psf* a acestei funcții se reduce la termeni de prim ordin (termenii superiori ai dezvoltării în serie pot fi neglijați deoarece au valorii foarte mici):

$$i_D = i_D\big|_P + \left.\frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}}\right|_P \mathrm{d}u_{GS} + \left.\frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}}\right|_P \mathrm{d}u_{DS}, \tag{4.71}$$

unde $i_D|_P = I_D$; pentru semnale mici $\mathrm{d}u_{GS} = u_{gs}$, iar $\mathrm{d}u_{DS} = u_{ds}$. (valorile instantanee ale semnalelor, sau variațiile acestora în *psf* sunt suficient de mici pentru a putea fi aproximate cu diferențialele).

Din relația precedentă se poate separa componenta de *ca* a curentului de drenă:

$$i_d = \left.\frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}}\right|_P u_{gs} + \left.\frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}}\right|_P u_{ds} = g_m u_{gs} + g_d u_{ds}, \tag{4.72}$$

Derivatele parțiale calculate în *psf* sunt parametrii ai circuitului de semnal mic care se calculează cu formule care rezultă din relația anterioară. Cei doi parametrii au dimensiunea unor conductanțe şi se numesc:

- transconductanță (sau pantă): $$g_m = \left.\frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}}\right|_{P,\, u_{ds}=0}, \tag{4.73}$$

- conductanță de drenă (sau de ieşire): $$g_d = \left.\frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}}\right|_{P,\, u_{gs}=0}, \tag{4.74}$$

Relația (4.72) defineşte circuitul echivalent de drenă al TEC, compus dintr-un generator de curent controlat în tensiune $g_m u_{gs}$ şi conductanța g_d. Rezistența de intrare este considerată infinită întrucât grila este izolată cu o joncțiune polarizată invers în cazul TEC-J şi cu un izolator propriu-zis în cazul TEC-MOS. Rezultă astfel circuitul echivalent de semnal mic din figura 4.29.

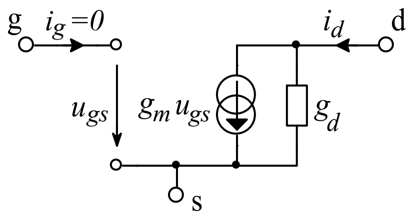


Fig. 4.29. Circuitul echivalent de semnal mic şi joasă frecvență al TEC constă:
- Dintr-un generator de curent controlat în tensiune la ieşire (între drenă şi sursă) şi
- o întrerupere de circuit la intrare (grilă-sursă).

4.5.2 Parametrii de semnal mic ai TEC

Parametrii de semnal mic depind de *psf* şi pot fi calculați conform relațiilor anterioare ținând seama de expresiile curentului în saturație la TEC-J şi respectiv la TEC-MOS.

Conductanța de ieşire se calculează din (4.74) şi (4.54) pentru TEC-J, respectiv (4.66) pentru TEC-MOS. Rezultă aceiaşi relație pentru ambele tipuri de TEC:

$$g_d = \lambda I_D, \quad \text{respectiv} \quad r_d = \frac{1}{g_d} = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{U_A}{I_D}. \tag{4.75}$$

Pentru calculul rezistenței de ieşire se poate utiliza relația identică cu cea de la tranzistoarele bipolare (cu tensiunea Early U_A), însă la TEC se utilizează de obicei parametrul λ.

Deoarece coeficientul de modulare a lungimii canalului λ este mai mic pentru canale mai lungi (este invers proporțional cu lungimea canalului), pentru a obține o rezistență de drenă cât mai mare (conductanță de drenă cât mai mică) trebuie ca lungimea canalului *L* să fie cât mai mare.

Transconductanța

Din (4.73) şi (4.54) rezultă transconductanța pentru TEC-J:

$$g_m = -\frac{2\,I_{DSS}}{U_P}\left(1-\frac{U_{GS}}{U_P}\right), \tag{4.76}$$

şi din (4.73) şi (4.66) rezultă transconductanța pentru TEC-MOS:

$$g_m = k_n\left(U_{GS}-U_P\right). \tag{4.77}$$

Această relație arată că transconductanța (sau panta tranzistorului) depinde liniar de tensiunea efectivă de grilă (valoarea cu care tensiunea de polarizare a grilei depăşeşte tensiunea de prag) şi de factorul de conducție k_n, care se mai numeşte şi parametru de transconductanță. La tranzistoarele MOS integrate se poate înlocui factorul de conducție conform (4.62) şi se obține:

$$g_m = k_n'\frac{W}{L}\left(U_{GS}-U_P\right), \tag{4.78}$$

relație din care se observă că transconductanța acestora depinde liniar de factorul de conducție intrinsec (parametru al procesului de fabricație) şi de factorul dimensional W/L care poate fi controlat de proiectant. Pentru a obține o transconductanță mai mare trebuie ca lățimea W să fie mare şi lungimea L să fie redusă. Pe de altă parte însă, conform celor arătate în paragraful anterior, o lungime redusă conduce la o rezistență de ieşire mare. La proiectarea tranzistoarelor MOS integrate va trebui aleasă lungimea optimă în funcție de rolul tranzistorului respectiv.

Transconductanța este cel mai important parametru al tranzistorului MOS deoarece reflectă eficiența tranzistorului de la intrare la ieşire. Un criteriu mai bun, care arată cât de eficient este folosit curentul pentru a genera transconductanță, este raportul g_m/I_D.

Acest raport rezultă din expresia pentru g_m care se obține prin înlocuirea tensiunii efective de grilă conform relației (4.65):

$$g_m = \sqrt{2k_n}\sqrt{I_D} = \sqrt{2k_n'}\sqrt{\frac{W}{L}}\sqrt{I_D}\,. \tag{4.79}$$

Această expresie care arată că:

- pentru un anumit TEC-MOS transconductanța este proporțională cu $\sqrt{I_D}$ şi
- la un curent dat g_m este proporțională cu $\sqrt{W/L}$.

Dacă se compară aceste rezultate cu cele de la tranzistorul bipolar (TB) se observă două diferențe majore: la TB valoarea transconductanței este proporțională cu valoarea curentului de polarizare şi nu depinde de dimensiunile şi forma tranzistorului.

Diferența dintre cele două tipuri de tranzistoare se poate pune în evidență printr-un calcul al transconductanței la acelaşi curent de polarizare. Conform ecuației (4.79), la un curent I_D=1mA, un TEC-MOS integrat cu k_n'=20 μA/V^2 şi W/L=1 are g_m=0,2 mA/V iar pentru W/L=100 rezultă g_m=2 mA/V. În contrast, un TB polarizat la acelaşi curent de colector de 1 mA are o pantă mult mai mare, g_m=40 mA/V.

Prin înlocuirea factorului de conducție din (4.65) în relația (4.76) se obține:

$$g_m = \frac{2I_D}{U_{GS} - U_P} = \frac{I_D}{(U_{GS} - U_P)/2}. \tag{4.80}$$

Această relație arată că transconductanța este raportul dintre curentul de drenă și o jumătate din tensiunea efectivă de grilă $U_{G\text{-ef}} = U_{GS} - U_P$, expresie similară cu cea de la TB, unde $g_m = I_C / U_T$. Dacă $U_T = 25$ mV, $(U_{GS} - U_P)/2$ trebuie ales mai mare decât 0,1 V, ceea ce arată din nou că panta la TB este sensibil mai mare decât la TEC. Pe de altă parte, chiar dacă panta TEC este relativ mică, tranzistorul TEC-MOS are alte avantaje, cum ar fi: impedanța de intrare foarte mare, dimensiunile mici, puterea disipată mică și procesul de fabricație mai simplu.

Transconductanța în regim de inversie slabă

Pentru regimul de inversie slabă (sau de conducție sub prag), curentul prin TEC este foarte mic și transconductanța se obține prin calculul derivatei curentului i_D față de u_{GS} în relația (4.70):

$$g_m = \frac{I_D}{nU_T}. \tag{4.81}$$

Transconductanța în cazul acestui regim de funcționare este proporțională cu curentul de drenă (ca și în cazul TB, cu diferența că apare coeficientul $n \cong 1,5$ iar curenții prin tranzistor sunt foarte mici).

Raportul g_m/I_D este constant și atinge valoarea maximă în acest regim, conform figurii 4.30. Pentru a obține amplificări mari cu TEC, regimul de inversie slabă este preferabil. Pe de altă parte, datorită valorilor foarte mici ale curentului prin tranzistor, frecvența limită a TEC atinge o valoare mică, ceea ce limitează domeniul de utilizare a acestui regim doar la aplicații de joasă frecvență.

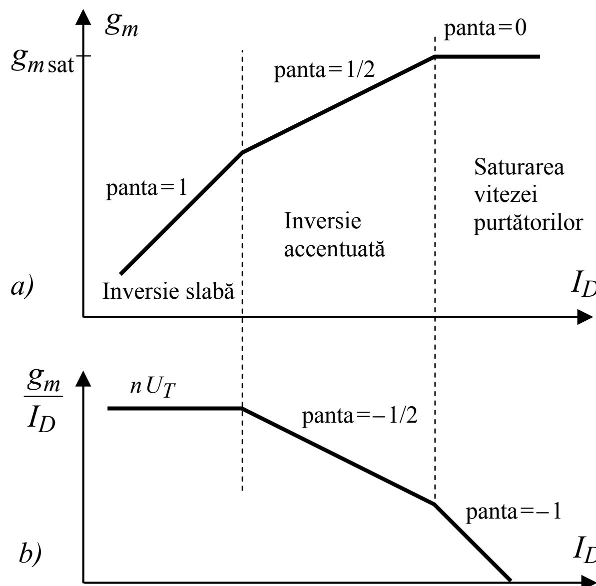


Fig. 4.30. *a)* Transconductanța g_m și *b)* g_m/I_D, ca funcții de curentul de polarizare a drenei I_D în saturație.

Transconductanța la curenți mari

La curenți mari, purtători de sarcină din canal ating viteza maximă conform relației (4.69) și caracteristica de transfer a TEC $i_D(u_{GS})$ devine liniară. Ca urmare, transconductanța ajunge la o valoare constantă, după cum se arată în figura 4.30. Această limitare a pantei apare la tranzistoarele cu canal scurt și/sau la curenți mari.

Valoarea limită a pantei este un parametru de catalog al tranzistorului MOS de putere.

Pentru ca TEC să fie utilizat la frecvențe cât mai mari, curentul prin el trebuie să fie cât mai mare. În orice caz, este inutilă depășirea curentului la care apare limitarea pantei și se recomandă utilizarea tranzistorului la un curent de 8…10 ori mai mic decât respectiva valoare.

4.5.3 Modelarea efectului de substrat

Efectul de substrat apare intr-un TEC MOS atunci când substratul nu este legat la sursă, ci este conectat la sursa negativă de alimentare. Substratul va fi conectat astfel la masa de semnal, în timp ce sursa nu mai este conectată la masă; în sursa tranzistorului apare o tensiune de semnal u_{sb} nenulă, indicele *b* provine de la ”body” – corp (alt nume pentru substrat din limba engleză). Substratul acționează ca o a doua grilă pentru TEC-MOS; datorită acesteia apare o componentă suplimentară a curenului de drenă: $g_{mb}\ u_{sb}$ unde g_{mb} este transcondutanța de substrat definită conform relației:

$$g_{mb} = \left.\frac{\partial i_D}{\partial u_{SB}}\right|_{u_{gs},\, u_{ds}=0} . \tag{4.82}$$

Țiând seama de relațiile (4.5), (4.67) şi (4.77) rezultă:

$$g_{mb} = \chi \cdot g_m , \tag{4.83}$$

unde:

$$\chi = \frac{\partial U_P}{\partial U_{SB}} = \frac{\gamma}{2 \cdot \sqrt{2\Phi_f + U_{SB}}} . \tag{4.84}$$

Valorile tipice ale parametrului χ sunt între 0,1 şi 0,3.

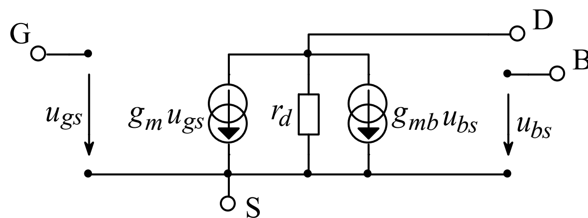


Fig. 4.31. Circuitul echivalent de semnal mic al unui TEC-MOS la care substratul nu este conectat la sursă.

În figura 4.31 este prezentat modelul tranzistorului MOS care include efectul de substrat; acest model se va utiliza atunci când sursa nu este legată la substrat.

4.5.4 Circuitul echivalent pentru domeniul frecvențelor înalte

Prin introducerea în circuitul echivalent de joasă frecvență a capacităților parazite dintre grilă şi sursă C_{gs} şi dintre grilă şi drenă C_{gd}, rezultă circuitul echivalent din figura 4.32, care modelează satisfăcător comportarea TEC la frecvență înaltă.

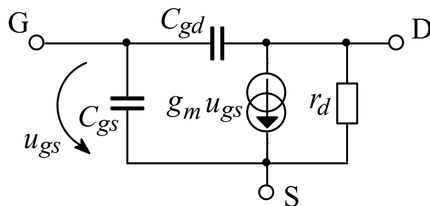


Fig. 4.32. Circuitul echivalent de înaltă frecvență la semnal mic al unui TEC-MOS (substratul este conectat la sursă şi capacitatea drenă-substrat este neglijată).

Efectul capacitiv al grilei

Efectul capacitiv al grilei poate fi modelat de capacitățile C_{gs} şi C_{gd}, care se pot calcula astfel:

1. Dacă TEC-MOS funcționează în regiunea neliniară (de tip triodă) la tensiuni u_{DS} mici, canalul are o grosime uniformă (între sursă şi drenă) şi capacitatea grilei poate fi modelată prin împărțirea egală între sursa şi drena tranzistorului:

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} WLC_{ox} \text{ (în regiunea neliniară).} \tag{4.85}$$

Această aproximație se poate aplica cu rezultate bune pentru operarea în regiunea de tip triodă, chiar dacă tensiunea u_{DS} nu este mică.

2. Dacă TEC-MOS este în saturație, atunci grosimea canalului la capătul dinspre drenă se reduce la zero (conform figurii 4.25), C_{gd} este nulă şi întreaga capacitate a grilei se regaseşte în C_{gs}:

$$C_{gs} = \frac{2}{3} WLC_{ox}\,,\ C_{gd} = 0 \text{ (în saturație).} \tag{4.86}$$

3. Dacă TEC-MOS este blocat, canalul dispare şi ca urmare ambele capacități sunt nule:

$$C_{gs} = C_{gd} = 0 \text{ (în blocare).} \tag{4.85}$$

4. În toate formulele precedente mai trebuie adăugată o componenta capacitivă mică datorată extinderii difuziei de drenă şi de sursă sub oxidul grilei. Dacă lungimea acestei suprapuneri este notată cu L_{ov} (de la "overlap") atunci aceste capacități suplimentare (de suprapunere) sunt:

$$C_{ov} = WL_{ov}C_{ox}\,. \tag{4.85}$$

Valoarea tipică: L_{ov} = 0,1 – 0,2 μm; aceata poate fi o fracție semnificativă a lungimii canalului în cazul tehnologiilor CMOS moderne, sub-micronice.

4.5.5 Frecvența de tăiere a tranzistorului

Funcționarea tranzistorului la frecvențe înalte este influențată de capacitățile circuitului echivalent din figura 4.32. Performanțele de frecvență ale tranzistorului sunt specificate prin valoarea frecvenței de tranziție f_T. Aceasta este frecvența la care câştigul în curent în condiții de scurtcircuit la ieşire, în conexiunea sursă comună, devine unitar. Se poate observa că definiția este identică cu cea de la tranzistorul bipolar.

În figura 4.33 se prezintă modelul de înaltă frecvență a tranzistorului MOS cu sursa conectată ca terminal comun intrării şi ieşirii. Pentru a determina câştigul în curent la scurt-circuit, la intrare se aplică o sursă de curent alternativ şi se scurtcircuitează terminalele de ieşire.

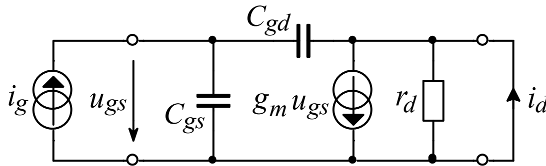


Fig. 4.33. Determinarea frecvenței de tăiere f_T, circuitul echivalent de semnal mic.

T1K aplicate în colector şi în bază permit calcularea amplificării complexe:

$$\begin{aligned} \underline{I}_d &= \left(g_m - \mathrm{j}\omega C_{gd}\right)\underline{U}_{gs} \cong g_m \underline{U}_{gs} \\ \underline{I}_g &= \mathrm{j}\omega(C_{gs} + C_{gd})\,\underline{U}_{gs} \end{aligned} \tag{4.86}$$

$$\frac{\underline{I}_d}{\underline{I}_g} \cong \frac{g_m}{\mathrm{j}\omega(C_{gs} + C_{gd})}\,; \tag{4.87}$$

Din (4.87) rezultă pulsația şi frecvența de tăiere a tranzistorului pentru care câştigul în curent devine unitar:

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}} \quad \text{sau} \quad f_T = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}}\,. \tag{4.88}$$

Deoarece frecvența f_T este direct proporțională cu panta g_m şi invers proporțională cu capacitățile interne ale tranzistorului, C_{gs} şi C_{gd}, o valoare mai mare pentru f_T indică o amplificare

mai eficientă la înaltă frecvență (realizată cu tranzistorul respectiv). Valorile tipice ale frecvenței de tranziție sunt de la circa 100 MHz (la tehnologiile mai vechi) până la valori de zeci de GHz la tehnologiile moderne (submicronice).

4.6 TEC-MOS DE PUTERE, D-MOS

În acest subcapitol se va prezenta structura şi caracteristicile tranzistoarelor MOS de putere. Se va prezenta în detaliu structura DMOS. O altă structură care merită amintită, dar nu va fi prezentată în detaliu, este tranzistorul MOS cu canal în V, utilizat înaintea descoperirii structurii DMOS. Aceste tranzistoare au fost înlocuite de tranzistoarele DMOS, cu excepția unor aplicații speciale de înaltă frecvență.

4.6.1 Structura D-MOS

Tranzistorul MOS cu canal indus prezentat anterior (în paragraful 4.4.2) nu este potrivit pentru aplicațiile de mare putere. Curentul de drenă al unui tranzistor MOS cu canal indus de tip *n* în saturație este:

$$i_D = \frac{k_n}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot (u_{GS} - U_P)^2 . \tag{4.81}$$

Pentru a mări curentul tranzistorului MOS trebuie ca acesta să aibă o lățime W cât mai mare şi o lungime L cât mai mică. Reducerea lungimii la structura MOS standard duce la o micşorare accentuată a tensiunii de străpungere. Ca urmare un astfel de dispozitiv nu va putea controla tensiuni ridicate, specifice aplicațiilor de putere. De aceea, sunt utilizate structuri speciale pentru a obține tranzistoare MOS cu canal scurt (1..2 micrometri) cu o tensiune de străpungere mare.

Cea mai utilizată structură pentru tranzistorul MOS de putere este tranzistorul cu dublă difuzie sau DMOS prezentat în figura 4.31. Dispozitivul este fabricat pe un substrat de tip *n* slab dopat, cu regiunea inferioară puternic dopată pentru contactul de drenă. Se realizează două regiuni difuzate, una pentru regiunea bazei de tip *p* si cealaltă pentru regiunea sursei de tip *n*.

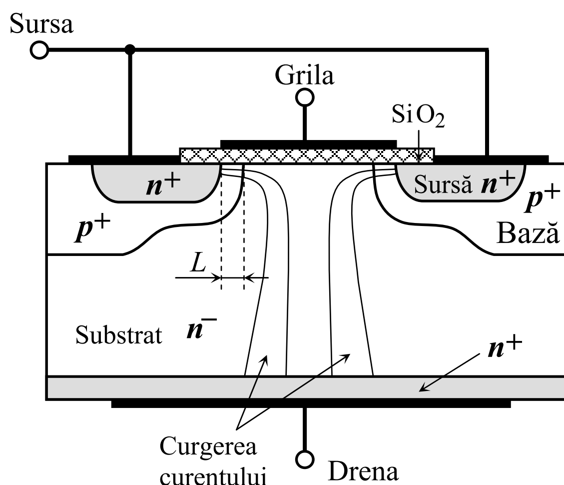


Fig. 4.32. Circuitul echivalent de înaltă frecvență la semnal mic al unui TEC-MOS (substratul este conectat la sursă şi capacitatea drenă-substrat este neglijată).

Tranzistorul DMOS functionează astfel: La aplicarea unei tensiuni pozitive pe grilă u_{GS}, mai mare decât tensiunea de prag U_P, apare un canal lateral de tip *n* în regiunea bazei de tip *p* imediat sub stratul de oxid al grilei. Canalul care rezultă astfel este scurt, cu lungimea notată cu L în figură. Curentul este produs de electronii de la sursă care se deplasează prin canalul scurt spre substrat şi apoi vertical prin substrat spre drenă. Conducția verticală a curentului este diferită de conducția laterală care apare la un tranzistor MOS standard, de semnal mic.

Cu toate că tranzistorul are un canal scurt, tensiunea de străpungere poate fi foarte mare (până la 600 V) deoarece regiunea golită de purtători dintre substrat şi bază se extinde în principal în zona slab dopată a substratului şi nu în canal. Tranzistorul MOS rezultat poate controla un curent mare (50 A sau chiar mai mult) având în acelaşi timp şi o tensiune de străpungere mare. Un avantaj suplimentar al structurii verticale este utilizarea eficientă a ariei de siliciu.

4.6.2 Caracteristicile statice ale tranzistoarelor MOS de putere

Chiar dacă structura tranzistoarelor MOS de putere este diferită, caracteristicile statice sunt similare cu cele ale TEC MOS de semnal mic. În continuare vor fi prezentate diferenţele care apar.

Tranzistoarele MOS de putere au tensiunea de prag de 2 la 4 V, ceea ce permite comanda acestora cu tensiuni digitale de tip TTL. În saturaţie, apare o relaţie pătratică între curentul de drenă şi tensiunea de grilă u_{GS}. După cum se poate observa în figura 4.33 caracteristica de transfer i_D-u_{GS} devine liniară pentru valori mari ale tensiunii u_{GS}. Porţiunea liniară a caracteristicii de transfer apare datorită valorii mari a câmpului electric care apare în canalul scurt şi care conduce la atingerea limitei superioare sau saturaţia vitezei purtătorilor de sarcină. În aceste condiţii curentul de drenă este:

$$i_D = \frac{1}{2} C_{ox} W \cdot V_{sat} \left(u_{GS} - U_P \right), \tag{4.81}$$

V_{sat} este valoarea de saturaţie a vitezei (5 · 10^6 cm/s la electroni în siliciu). În zona liniară a caracteristicii de transfer, transconductanţa g_m este constantă şi proporţională cu W; deoarece lăţimea W are o valoare mare la tranzistoarele de putere, tranzistoarele MOS de putere vor avea o valoare mare a transconductanţei.

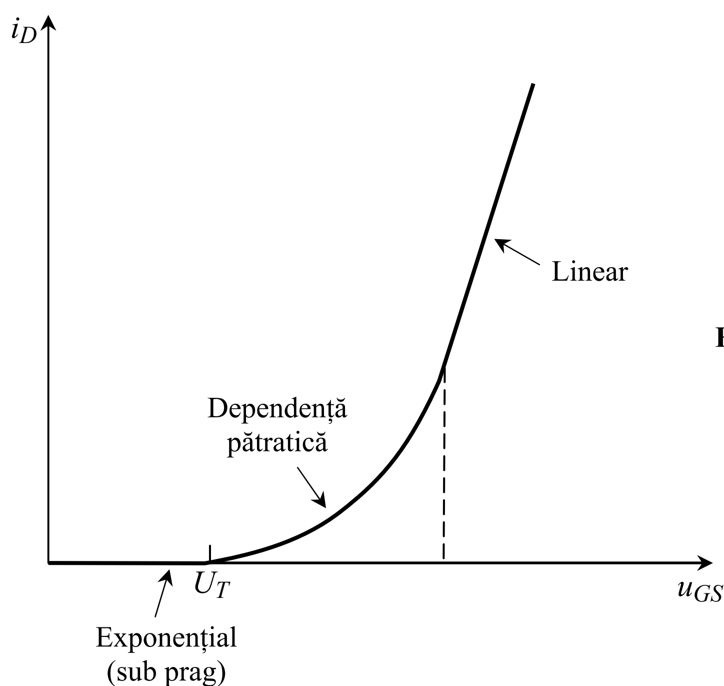


Fig. 4.33. Caracteristica de transfer tipică a unui tranzistor MOS de putere

4.6.3 Efecte ale temperaturii

La proiectarea circuitelor de putere cu tranzistoare MOS prezintă interes comportarea acestora cu temperatura prezentată în figura 4.34. Se poate observa că la o anumită valoare a tesniunii u_{GS} (4...6 V la majoritatea tranzistoarelor MOS de putere) coeficientul de temperatură a curentului i_D este nul. Pentru valori mai mari ale tensiunii u_{GS}, i_D are un coeficient de temperatură negativ; ca rezultat tranzistoarele MOS nu prezintă fenomenul de ambalare termică pentru curenţi mari.

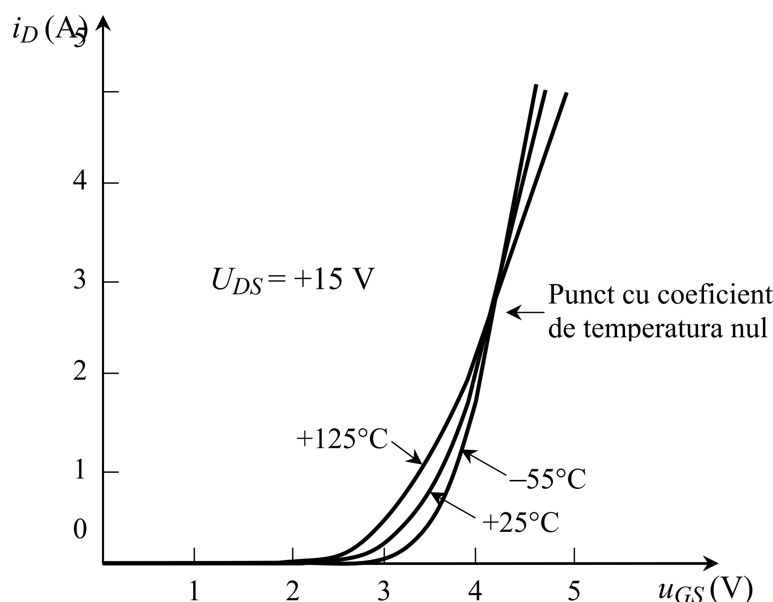


Fig. 4.34. Caracteristica de transfer a unui tranzistor MOS de putere (IRF 630) la diferite temperaturi ale capsulei

Ambalarea termică este totuşi posibilă în zona curenţilor mici (pentru coeficienţi de temperatură pozitivi). Coeficientul de temperatură al i_D este pozitiv în domeniul curenţilor mici deoarece este determinat de coeficientul de temperatură negativ al tensiunii de prag U_P (cu valori de -3 la -6 mV/grdC).

4.6.4 Comparatia cu tranzistoarele bipolare

Tranzistoarele de putere MOS nu au nevoie de curenţii mari de comandă din baza tranzistoarelor bipolare. Pe de altă parte circuitul de comandă al tranzistorului MOS de putere trebuie să fie capabil să furnizeze un curent suficient de mare pentru incărcarea / descărcarea capacităţii de intrare (care are o valoare mare şi neliniară) în timpul disponibil. În plus tranzistoarele MOS de putere permit o frecvenţă de operare mai ridicată decât tranzistoarele bipolare de putere.

Aceste proprietăţi fac tranzistoarel MOS de putere potrivite pentru aplicaţiile de comutaţie, de exemplu în cazul circuitelor de control a motoarelor electrice.

4.7 MODELUL SPICE AL TEC-MOS

Consideraţiile generale referitoare la modelare şi la programul de simulare SPICE care au fost prezentate în subcapitolul 2.6 (despre modelarea diodelor în SPICE) se aplică şi tranzistoarelor MOS şi nu vor mai fi reluate. În continuare este prezentat unul dintre modelele utilizate de simulator pentru tranzistoarele MOS.

Cel mai simplu model utilizat în SPICE este modelul LEVEL=1. La acest model sursa de curent i_{DS} este controlată de u_{GS} conform relaţiilor date la modelul tranzistorului – (4.64) pentru regiunea neliniară şi (4.65) pentru saturaţie. Modelul SPICE semnal mare al TEC-MOS cu 3 terminale (cu substratul legat la sursă) are la bază schema echivalentă din figura 4.35. Modele SPICE pentru TEC-MOS mult mai complexe, care incorporează şi efecte de otrdinul doi sunt descrise în ANEXA A a lucrării [*] (A.Vladimirescu – SPICE, 1999).

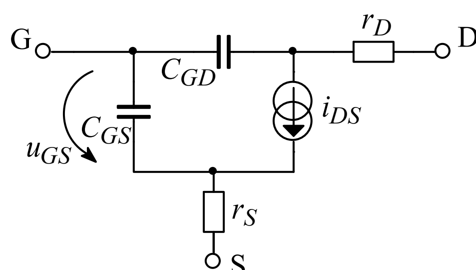


Fig. 4.35. Modelul de semnal mare al TEC cu 3 teminale folosit în SPICE.

După cum se poate vedea din figură, modelul SPICE include rezistențele ohmice ale drenei şi sursei: r_D şi r_S. Funcționarea dinamică a tranzistorului este modelată de cele două capacități C_{GS} şi C_{GD}. Valorile acestor capacități se calculează în funcție de dimensiunile geometrice ale TEC-MOS, W şi L, indicate la declararea tranzistorului MOS. La tranzistoarele din circuitele integrate se utilizează şi capacitățile neliniare dintre substrat (bază) şi cele trei terminale: C_{BD}, C_{BS}, C_{BG}, care nu sunt incluse în figura precedentă.

Cei mai importanți parametrii ai TEC-MOS sunt dați în tabelul 4.**1**.

Tab. 4.1. Parametrii mai importanți ai modelului de tranzistor MOS din SPICE

Numele SPICE	Parametrul modelului	Simbol	Unitatea de măsură	Valoarea predefinită	Exemplu
VTO	Tensiunea de prag	U_P	V	0	1
KP	Parametrul de transconductanță	k_n	AV^{-2}	2.0×10^{-5}	1.0E–3
GAMMA	Factorul de substrat	γ	$V^{1/2}$	0	0.5
PHI	Potențialul la suprafață	k_n	V	0.6	0.7
LAMBDA	Parametrul de modulație a lungimii canalului	λ	V^{-1}	0	1.0E–4
RD	Rezistența serie din drenă	R_D	Ω	0	10
RS	Rezistența serie din sursă	r_S	Ω	0	10

4.8 BIBLIOGRAFIE

[14] Sedra S.Adel, Kenneth C.Smith – *Microelectronic circuits*, Oxford University Press, New York,, 4-th Edition 1998;

[15] Paul R.Gray, Robert G.Meyer - *Circuite integrate analogice, Analiză şi proiectare*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1997;

[16] Keneth R.Laker, Willy M.C.Sansen – *Design of analog integrated circuits and systems,* McGraw-Hill Book Co. Singapore, 1994;

[17] * * * – *Data on Disk - ST Microelectronics*, Italy, 1998;

[18] Andrei Vladimirescu - *SPICE*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1999;